

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-340860
(43)Date of publication of application : 10.12.1999

(51)Int.Cl.

H04B 1/26
H04B 1/40
H04L 27/22

(21)Application number : 10-142905

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 25.05.1998

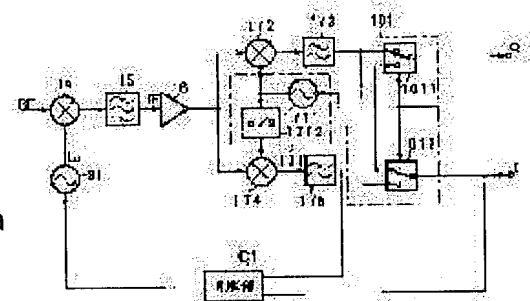
(72)Inventor : SHIMIZU HIROAKI

(54) MULTI-BAND MOBILE RADIO EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To allow a radio equipment to make normal communication in all selectable system communication areas, even when the magnitude correlation between a carrier frequency and a local frequency is changed.

SOLUTION: When the frequency of a local signal generated by a local oscillator 31 is lower than a carrier frequency, a control section C1 gives an instruction to changeover switches 1011, 1012 to provide an output of a signal received at a 1st input terminal as a tone signal. On the other hand, when the frequency of the local signal generated by the local oscillator 31 is higher than the carrier frequency, the control section C1 gives an instruction to changeover switches 1051, 1052 to provide the output of a signal received at a 2nd input terminal as a tone signal. Thus, orthogonal data for which the phase of a Q signal always leads that of an I signal by 90 degrees are outputted to a post-stage data recovery section.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 19.07.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 18.11.2003

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

特開平11-340860

(43) 公開日 平成11年(1999)12月10日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 B 1/26

H 0 4 B 1/26

A

1/40

1/40

H 0 4 L 27/22

H 0 4 L 27/22

Z

審査請求 未請求 請求項の数13 O L (全 30 頁)

(21) 出願番号

特願平10-142905

(22) 出願日

平成10年(1998) 5 月25日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 清水 博明

東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株

式会社東芝日野工場内

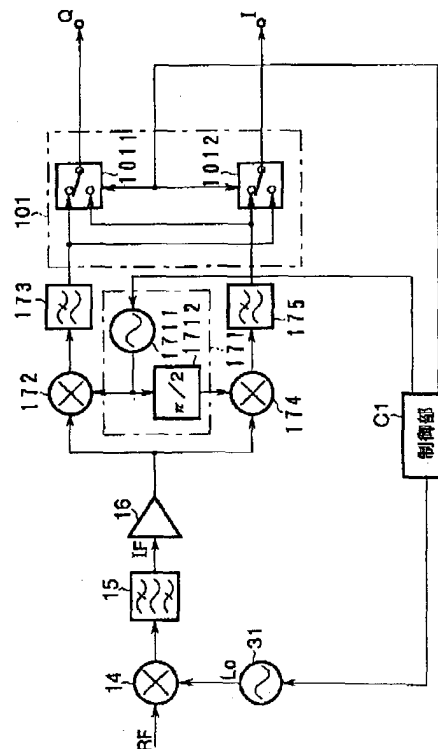
(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外6名)

(54) 【発明の名称】 マルチバンド移動無線機

(57) 【要約】

【課題】 キャリアとローカルの周波数の大小関係が変わる場合でも、選択可能なシステム通信帯域すべてにおいて正常な通信を行なうことを可能とする。

【解決手段】 制御部 C1 は、局部発振器 31 の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ 1011 および切換スイッチ 1012 に対して第 1 の入力端子に入力される信号をトーン信号として出力するように指示を与える。一方、局部発振器 31 の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部 C1 は、切換スイッチ 1051 および切換スイッチ 1052 に対して第 2 の入力端子に入力される信号をトーン信号として出力するように指示を与える。これにより、常に Q 信号が I 信号よりも 90° 位相が進んだ直交データを後段のデータ再生部に出力するようにしたものである。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に受信可能で、受信するシステム通信帯域を切替えた場合に、受信するシステム通信帯域の RF 信号の周波数と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、受信信号に対して直交復調を行なって、I データと Q データを得る直交復調手段と、
10 受信するシステム通信帯域の RF 信号と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記 I データと Q データを入れ替えて出力したり、あるいは前記 I データと Q データをそのまま出力するデータ切替手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 2】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に受信可能で、受信するシステム通信帯域を切替えた場合に、受信するシステム通信帯域の RF 信号の周波数と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、
20 受信信号に対して直交復調を行なって、I 信号と Q 信号を得る直交復調手段と、
受信するシステム通信帯域の RF 信号と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記 I 信号の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するデータ極性反転手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 3】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に受信可能で、受信するシステム通信帯域を切替えた場合に、受信するシステム通信帯域の RF 信号の周波数と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、
30 受信信号に対して直交復調を行なって、I 信号と Q 信号を得る直交復調手段と、
受信するシステム通信帯域の RF 信号と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記 Q 信号の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するデータ極性反転手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 4】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に受信可能で、受信するシステム通信帯域を切替えた場合に、受信するシステム通信帯域の RF 信号の周波数と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、
40 受信するシステム通信帯域の RF 信号を、前記ローカル信号を用いて IF 信号にダウンコンバートする周波数変換手段と、

第 1 のトーン信号と、この信号と周波数が同じで、位相が 90° 進んだ第 2 のトーン信号とを生成するトーン信号生成手段と、

受信するシステム通信帯域の RF 信号と、前記ローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記第 1 のトーン信号と第 2 のトーン信号を入れ替えて出力したり、あるいは前記第 1 のトーン信号と第 2 のトーン信号をそのまま出力するトーン切替手段と、

このトーン切替手段より出力される第 1 のトーン信号を用いて、前記 IF 信号を直交復調して、Q 信号を得る第 1 の直交復調手段と、

前記トーン切替手段より出力される第 2 のトーン信号を用いて、前記 IF 信号を直交復調して、I 信号を得る第 2 の直交復調手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 5】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に受信可能で、受信するシステム通信帯域を切替えた場合に、受信するシステム通信帯域の RF 信号の周波数と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、
20 受信するシステム通信帯域の RF 信号を、前記ローカル信号を用いて IF 信号にダウンコンバートする周波数変換手段と、

第 1 のトーン信号と、この信号と周波数が同じで、位相が 90° 進んだ第 2 のトーン信号とを生成するトーン信号生成手段と、

受信するシステム通信帯域の RF 信号と、前記ローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記第 2 のトーン信号の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するトーン極性反転手段と、

前記第 1 のトーン信号を用いて、前記 IF 信号を直交復調して、Q 信号を得る第 1 の直交復調手段と、

前記トーン極性反転手段より出力される第 2 のトーン信号を用いて、前記 IF 信号を直交復調して、I 信号を得る第 2 の直交復調手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 6】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に受信可能で、受信するシステム通信帯域を切替えた場合に、受信するシステム通信帯域の RF 信号の周波数と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、
40 受信するシステム通信帯域の RF 信号を、前記ローカル信号を用いて IF 信号にダウンコンバートする周波数変換手段と、

第 1 のトーン信号と、この信号と周波数が同じで、位相が 90° 進んだ第 2 のトーン信号とを生成するトーン信号生成手段と、

50 受信するシステム通信帯域の RF 信号と、前記ローカル

信号の周波数との大小関係に応じて、前記第 1 のトーン信号の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するトーン極性反転手段と、

このトーン極性反転手段が出力する第 1 のトーン信号を用いて、前記 I F 信号を直交復調して、Q 信号を得る第 1 の直交復調手段と、

前記第 2 のトーン信号を用いて、前記 I F 信号を直交復調して、I 信号を得る第 2 の直交復調手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 7】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切替えた場合に、送信するシステム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、送信するシステム通信帯域の R F 信号と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係に応じて、直交変調に用いる I 信号と Q 信号を入れ替えて出力したり、あるいは前記 I 信号と Q 信号をそのまま出力するデータ切換手段と、このデータ切換手段が出力する I 信号と Q 信号を用いて、直交変調を行なう直交変調手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 8】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切替えた場合に、送信するシステム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、送信するシステム通信帯域の R F 信号と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係に応じて、直交変調に用いる I 信号と Q 信号のうち、前記 I 信号の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するデータ極性反転手段と、このデータ極性反転手段が出力する I 信号と、前記 Q 信号を用いて、直交変調を行なう直交変調手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 9】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切替えた場合に、送信するシステム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、送信するシステム通信帯域の R F 信号と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係に応じて、直交変調に用いる I 信号と Q 信号のうち、前記 Q 信号の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するデータ極性反転手段と、このデータ極性反転手段が出力する Q 信号と、前記 I 信号を用いて、直交変調を行なう直交変調手段とを具備す

ることを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 10】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切替えた場合に、送信するシステム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、第 1 のトーン信号と、この信号と周波数が同じで、位相が 90° 進んだ第 2 のトーン信号とを生成するトーン信号生成手段と、

送信するシステム通信帯域の R F 信号と、前記ローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記第 1 のトーン信号と第 2 のトーン信号を入れ替えて出力したり、あるいは前記第 1 のトーン信号と第 2 のトーン信号をそのまま出力するトーン切換手段と、

このトーン切換手段より出力される第 1 のトーン信号を、Q 信号を用いて直交変調する第 1 の直交変調手段と、

前記トーン切換手段より出力される第 2 のトーン信号を、I 信号を用いて直交変調する第 2 の直交変調手段と、

前記第 1 の直交変調手段の出力と前記第 2 の直交変調手段の出力を加算し、この加算結果と前記ローカル信号を用いて前記 R F 信号を生成する手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 11】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切替えた場合に、送信するシステム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、第 1 のトーン信号と、この信号と周波数が同じで、位相が 90° 進んだ第 2 のトーン信号とを生成するトーン信号生成手段と、

送信するシステム通信帯域の R F 信号と、前記ローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記第 2 のトーン信号の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するトーン極性反転手段と、

前記第 1 のトーン信号を、Q 信号を用いて直交復調する第 1 の直交復調手段と、

前記トーン極性反転手段より出力される第 2 のトーン信号を、I 信号を用いて直交変調する第 2 の直交復調手段と、

前記第 1 の直交変調手段の出力と前記第 2 の直交変調手段の出力を加算し、この加算結果と前記ローカル信号を用いて前記 R F 信号を生成する手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 12】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切替えた場合に、送信する

システム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、第 1 のトーン信号と、この信号と周波数が同じで、位相が 90° 進んだ第 2 のトーン信号とを生成するトーン信号生成手段と、

送信するシステム通信帯域の R F 信号と、前記ローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記第 1 のトーン信号の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するトーン極性反転手段と、

このトーン極性反転手段より出力される第 1 のトーン信号を、Q 信号を用いて直交復調する第 1 の直交復調手段と、

前記第 2 のトーン信号を、I 信号を用いて直交変調する第 2 の直交復調手段と、

前記第 1 の直交変調手段の出力と前記第 2 の直交変調手段の出力を加算し、この加算結果と前記ローカル信号を用いて前記 R F 信号を生成する手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【請求項 13】 スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切替えた場合に、送信するシステム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、送信するシステム通信帯域の R F 信号と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係に応じて、ベースバンド信号の極性を反転させて出力したり、あるいはそのまま出力する極性反転手段と、この極性反転手段より出力されるベースバンド信号より、直交変調に用いると I 信号と Q 信号を生成する直交データ生成手段と、

この直交データ生成手段にて生成された I 信号と Q 信号を用いて、直交変調を行なう直交変調手段とを具備することを特徴とするマルチバンド移動無線機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、2つのシステム、例えば GSM900 (Global System for Mobile communication at 900MHz) と DCS1800 (Digital Cellular System at 1800MHz) でそれぞれ使用される通信帯域のうち、一方を選択的に使用して通信することが可能なマルチバンド移動無線機に関する。

【0002】

【従来の技術】1つの移動無線機で、2つのシステム通信帯域、例えば GSM900 の通信帯域と DCS1800 の通信帯域のうち、一方を選択的に使用できるものがある。このような移動無線機は、マルチバンド移動無線機といわれ、高周波信号処理部をスーパーヘテロダイン方式で構成した時、上記2つのシステム通信帯域の無線

周波数 f_{DCS} , f_{GSM} とこれらの局部発振 (ローカル) 周波数 f_{LoD} , f_{LoG} との周波数の大小関係によって、図 16 ($f_{LoG} < f_{GSM}$, $f_{LoD} < f_{DCS}$)、図 17 ($f_{LoG} > f_{GSM}$, $f_{LoD} < f_{DCS}$)、図 18 ($f_{LoG} > f_{GSM}$, $f_{LoD} > f_{DCS}$)、図 19 ($f_{LoG} < f_{GSM}$, $f_{LoD} > f_{DCS}$) に示すように4つに分類できる。

【0003】これらの図で、 f_{IF} は中間周波数であって、無線周波数 f_{DCS} とローカル周波数 f_{LoD} との周波数差、および無線周波数 f_{GSM} とローカル周波数 f_{LoG} との周波数差が、ともに中間周波数 f_{IF} となるように、ローカル周波数 f_{LoD} , f_{LoG} の周波数を設定する。

【0004】このようなローカル周波数の設定によれば、どちらのシステム帯域で通信するときも、中間周波数変換後の低周波部分は同一の周波数となるので、同一の信号処理回路を用いることが可能となる。

【0005】また、図 17 のように両方のシステム通信帯域の間にローカル信号周波数を設定し、 f_{IF} の周波数をうまく選定すると、図 20 のように、 f_{LoD} と f_{LoG} との周波数差が非常に狭くなり、これら2つのローカル信号を一つのシンセサイザ装置で得ることが可能となる。

【0006】図 15 は、マルチバンド移動無線機の高周波信号処理部の代表的なブロック構成の一例である。まず、送信系について説明すると、ベースバンドの I 信号および Q 信号は、直交変調器 28 にてそれぞれ中間周波数に変換されたのち合成される。

【0007】上記合成によって得られる中間周波の I F 信号は、I F アンプ 27 にて増幅されたのち、フィルタ 26 によって所定の帯域に制限され、ミキサ 14 に入力され、局部発振器 31 にて生成されたローカル信号とミキシングされる。

【0008】このミキシングによって得られた信号は、フィルタ 24 に入力されて所望の帯域の R F 信号のみに帯域制限され、これによって得られる R F 信号が R F アンプ 23 に入力される。

【0009】上記 R F 信号は、R F アンプ 23 にて所定のレベルまで高周波増幅されたのち、不要な高周波成分がフィルタ 22 にてカットされ、送信アンテナ 21 より基地局に向け放射される。

【0010】一方、受信系では、受信アンテナ 11 にて受信した基地局からの R F 信号が、R F アンプ 12 にて所定のレベルまで高周波増幅されたのち、フィルタ 13 にて帯域制限されて所望の帯域の高周波成分以外がカットされる。

【0011】フィルタ 13 にて帯域制限された R F 信号は、局部発振器 31 にて生成されたローカル信号とミキサ 14 にてミキシングされたのち、フィルタ 15 に入力されて所望の帯域の I F 信号のみに帯域制限される。

【0012】そしてこの帯域制限によって得られた I F 信号は、I F アンプ 16 にて所定の利得で増幅されたの

ち、直交復調器 17 にてベースバンドの I 信号と Q 信号に復調される。

【0013】次に、上記高周波信号処理部の受信系における、受信信号から位相変調された信号を得て、I/Q 信号を復調する動作について説明する。図 21 は、上記高周波信号処理部の受信系の一部を示したものである。この図では、図 15 と同様に 14 はミキサ、15 はフィルタ、16 は IF アンプ、17 は直交復調器、31 は局*

$$s(t) = A \cos(\omega_c t + \phi_i(t))$$

【0016】ここで、A は振幅、 ω_c は搬送波の角周波数 [rad/sec] で、 $\phi_i(t)$ が伝送データによって変化する位相情報である。また、局部発振器 31 の出力波を $L_o(t)$ とすると、 $L_o(t)$ は次のように示され※

$$L_o(t) = B \cos(\omega_L t)$$

【0018】尚、上式において、B は局部発振器 31 の出力振幅で、 ω_L は局部発振器 31 の角周波数を示している。式 (1) と式 (2) より、ミキサ 14 の出力は下★

$$\begin{aligned} G \cdot s(t) \cdot L_o(t) &= G \cdot A \cos(\omega_c t + \phi_i(t)) \cdot B \cos(\omega_L t) \\ &= G \cdot A \cdot B \cdot \frac{1}{2} \{ \cos(\omega_c t + \phi_i(t) + \omega_L t) \\ &\quad + \cos(\omega_c t + \phi_i(t) - \omega_L t) \} \end{aligned} \quad \dots (3)$$

【0020】尚、上式において、G はミキサ 14 の変換利得である。ここで、式 (3) の第 1 項目は、2 つのサイドバンドのうち、高周波側へ変換される信号を表し、第 2 項目は低周波側へ変換される信号を表している。ミキサ 14 はダウンコンバータなので、フィルタ 15 で高☆

$$G \cdot A \cdot B \cdot \frac{1}{2} \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t)) \quad \dots (4)$$

【0022】上記フィルタ 15 の出力は、IF アンプ 16 で増幅されたのち、2 分配されてミキサ 172, 174 にそれぞれ入力される。

【0023】一方、発振器 1711 で生成されたトーン信号は 2 分配され、一方は移相されずにそのままミキサ 172 に入力される。また、残る一方は、移相器 1712 にて $\pi/2$ だけ位相がシフトされて、上記ミキサ 172 に入力されたトーン信号と直交する信号となり、ミキ◆

$$\begin{cases} L_Q(t) = \cos(\omega_{IF} t) \\ L_I(t) = \cos\left(\omega_{IF} t + \frac{\pi}{2}\right) = -\sin(\omega_{IF} t) \end{cases}$$

【0026】なお上式において、 ω_{IF} は発振器 1711 で生成されるトーン信号の角周波数である。また、それぞれの信号の振幅は、簡単のため 1 とした。ミキサ 172 では、IF アンプ 16 からの IF 信号と、発振回路 171 からのトーン信号とをミキシングする。そしてこの

*部発振器をそれぞれ示している。

【0014】また、直交復調器 17 は、発振回路 171 と、ミキサ 172, 174 と、フィルタ 173, 175 とからなり、そして、発振回路 171 は、発振器 1711 と、移相器 1712 ($\pi/2$) とからなる。位相変調された信号 $s(t)$ は、一般に下式のように示される。

【0015】

【数 1】

... (1)

※る。

【0017】

【数 2】

... (2)

★式で示される。

【0019】

【数 3】

☆周波側を除去し、第 2 項目の低周波側のみを出力する。よって、フィルタ 15 の出力は次のようになる。

【0021】

【数 4】

30◆サ 174 に入力される。

【0024】ここで、発振器 1711 で発生させたトーン信号のうち、ミキサ 172 に入力する信号を $L_Q(t)$ とし、移相器 1712 で 90 度位相を進ませ、ミキサ 174 に入力する信号を $L_I(t)$ とすると、 $L_Q(t)$, $L_I(t)$ はそれぞれ次のように表すことができる。

【0025】

【数 5】

... (5)

... (6)

ミキシング結果は、式 (4), (5) より、下式のように示される。

【0027】

【数 6】

$$\begin{aligned}
& G \cdot A \cdot B \cdot \frac{1}{2} \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t)) \cdot \cos(\omega_{IF} t) \\
&= G \cdot A \cdot B \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \{ \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t) + \omega_{IF} t) \\
&\quad + \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t) - \omega_{IF} t) \} \\
&= G_R \{ \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t) + \omega_{IF} t) \\
&\quad + \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t) - \omega_{IF} t) \} \quad \dots (7)
\end{aligned}$$

【0028】同様に、ミキサ174では、IFアンプ1 * (4), (6) より、下式のように示される。
6からのIF信号と、移相器1712からのトーン信号 【0029】
とをミキシングする。そしてこのミキシング結果は、式* 【数7】

$$\begin{aligned}
& -G \cdot A \cdot B \cdot \frac{1}{2} \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t)) \cdot \sin(\omega_{IF} t) \\
&= G \cdot A \cdot B \cdot \frac{1}{2} \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t)) \cdot \sin(-\omega_{IF} t) \\
&= G_R \{ \sin(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t) - \omega_{IF} t) \\
&\quad + \sin(\omega_L t - \omega_c t - \phi_i(t) - \omega_{IF} t) \} \quad \dots (8)
\end{aligned}$$

【0030】なお上式では、式を簡単にするために、 $G_R = G \cdot A \cdot B \cdot 1/2 \cdot 1/2$ とした。以降の式でもこの関係を用いる。所望信号のキャリア周波数とローカル周波数との差を中間周波数とするため、発振器1711で生成されるトーン信号の周波数を中間周波数とする。つまり、 $|\omega_c - \omega_L| = \omega_{IF}$ とする。

【0031】このとき、ミキサ172, 174の出力には、ベースバンド帯へ変換された信号と中間周波数の2倍の周波数成分とが含まれている。このため、ベースバンド信号のみをフィルタ173, 175で抽出する。

【0032】しかし、式(7)および式(8)に示したミキサ172, 174の出力は、第1項目がベースバンド※

※ド信号になるか、第2項目がベースバンド信号になるかは、キャリア周波数とローカル周波数の大小関係によって異なってくる。つまり、 $\omega_c > \omega_L$ の場合と、 $\omega_c < \omega_L$ の場合とで異なる。

20 【0033】まず、ローカル周波数 ω_L をキャリア周波数 ω_c よりも低く設定した場合($\omega_c > \omega_L$)について考える。この場合、 $\omega_c - \omega_L = \omega_{IF}$ という関係が成り立つため、ミキサ172の出力(式(7))は下式のようになる。

【0034】
【数8】

$$\begin{aligned}
& G_R \{ \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t) + \omega_{IF} t) + \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t) - \omega_{IF} t) \} \\
&= G_R \{ \cos(\omega_{IF} t + \phi_i(t) + \omega_{IF} t) + \cos(\omega_{IF} t + \phi_i(t) - \omega_{IF} t) \} \\
&= G_R \{ \cos(2\omega_{IF} t + \phi_i(t)) + \cos(\phi_i(t)) \} \quad \dots (9)
\end{aligned}$$

【0035】そして、これより、フィルタ173にて、ベースバンド信号である第2項のみを取り出すので、フィルタ173の出力は以下のように示される。★

$$G_R \cos(\phi_i(t)) \quad \dots (10)$$

【0037】一方、ミキサ174出力(式(8))は下式のようになる。☆ 【0038】
【数10】

$$\begin{aligned}
& G_R \{ \sin(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t) - \omega_{IF} t) \\
&\quad + \sin(\omega_L t - \omega_c t - \phi_i(t) - \omega_{IF} t) \} \\
&= G_R \{ \sin(\omega_{IF} t + \phi_i(t) - \omega_{IF} t) + \sin(-\omega_{IF} t - \phi_i(t) - \omega_{IF} t) \} \\
&= G_R \{ \sin(\phi_i(t)) + \sin(-2\omega_{IF} t - \phi_i(t)) \} \quad \dots (11)
\end{aligned}$$

【0039】そして、これより、フィルタ174にて、ベースバンド信号である第1項のみを取り出すので、フィルタ174の出力は以下のように示される。◆

$$G_R \sin(\phi_i(t)) \quad \dots (12)$$

【0041】次に、ローカル周波数 ω_L をキャリア周波数 ω_c よりも高く設定した場合($\omega_c < \omega_L$)について考える。この場合、 $\omega_c - \omega_L = -\omega_{IF}$ という関係が成り立つため、ミキサ172の出力(式(7))は下式の

ようになる。

【0042】
【数12】

$$\begin{aligned}
 & G_r \{ \cos(\omega_{ct} - \omega_{lt} + \phi_i(t) + \omega_{IF}t) \\
 & \quad + \cos(\omega_{ct} - \omega_{lt} + \phi_i(t) - \omega_{IF}t) \} \\
 & = G_r \{ \cos(-\omega_{IF} + \phi_i(t) + \omega_{IF}t) + \cos(-\omega_{IF} + \phi_i(t) - \omega_{IF}t) \} \\
 & = G_r \{ \cos(\phi_i(t)) + \cos(-2\omega_{IF} + \phi_i(t)) \} \quad \dots (13)
 \end{aligned}$$

【0043】そして、これより、フィルタ173にて、
 ベースバンド信号である第1項のみを取り出すので、
 イルタ173の出力は以下のように示される。

$$G_r \cos(\phi_i(t)) \quad \dots (14)$$

【0045】一方、ミキサ174出力(式(8))は下
 式のようにになる。

$$\begin{aligned}
 & G_r \{ \sin(\omega_{ct} - \omega_{lt} + \phi_i(t) - \omega_{IF}t) \\
 & \quad + \sin(\omega_{lt} - \omega_{ct} - \phi_i(t) - \omega_{IF}t) \} \\
 & = G_r \{ \sin(-\omega_{IF} + \phi_i(t) - \omega_{IF}t) + \sin(\omega_{IF} - \phi_i(t) - \omega_{IF}t) \} \\
 & = G_r \{ \sin(-2\omega_{IF} + \phi_i(t)) + \sin(\phi_i(t)) \} \quad \dots (15)
 \end{aligned}$$

【0047】そして、これより、フィルタ174にて、
 ベースバンド信号である第2項のみを取り出すので、
 イルタ174の出力は以下のように示される。

$$-G_r \sin(\phi_i(t)) \quad \dots (16)$$

【0049】以上をまとめると、ローカル周波数をキャ
 リア周波数よりも低く設定した場合には、フィルタ17
 3, 175の各出力は、下式のようにになる。

【0050】

【数16】

$$\begin{cases}
 \text{(フィルタ173出力)} = G_r \cos(\phi_i(t)) \\
 \text{(フィルタ175出力)} = G_r \sin(\phi_i(t))
 \end{cases}$$

【0051】すなわち、図24に示すようにフィルタ1
 75出力の位相に対してフィルタ173出力の位相の方
 が90度進んだ状態になる。尚、図24に示すベクトル
 図では、式(12)をx軸に、式(10)をy軸に取っ
 ている。

【0052】一方、ローカル周波数をキャリア周波数よ
 りも高く設定した場合には、フィルタ173, 175の
 各出力は、下式のようにになる。

【0053】

【数17】

$$\begin{cases}
 \text{(フィルタ173出力)} = G_r \cos(\phi_i(t)) \\
 \text{(フィルタ175出力)} = -G_r \sin(\phi_i(t))
 \end{cases}$$

【0054】すなわち、図25に示すようにフィルタ1
 75出力の位相に対してフィルタ173出力の位相の方
 が90度遅れた状態になる。尚、図25に示すベクトル
 図では、式(16)をx軸に、式(14)をy軸に取っ
 ている。

【0055】以上のように、2つのシステム帯域のキャ
 リア周波数に対してローカル周波数を、図17(あるい
 は図20)や図19に示したように設定すると、使用す
 るシステム通信帯域が変わるとそのローカル周波数とキャ
 リア周波数との大小関係が変わることになる。

【0056】このような周波数設定が行なわれた場合
 に、スーパーヘテロダイン方式のマルチバンド移動無線
 機の受信系に図21に示したような構成を用いると、シ

★【0048】
 【数15】

ステム通信帯域が変わると復調によって得られる2つの
 ベースバンド信号の位相関係が変わってしまい正常な受
 信ができなくなってしまうという問題があった。

【0057】この問題は、図21に示した構成に限ら
 ず、図22に示した構成の場合も同様に発生する。図2
 2は、図21に示した構成と類似しているが、図21の
 発振回路171を、181とした点が異なっている。発
 振回路181は、発振器1711と、移相器($-\pi/4$)1713と、移相器($\pi/4$)1714とからな
 る。

【0058】この発振回路181では、発振器1711
 30にて生成したトーン信号を2分配し、一方の位相を移相
 器1713にて45°進めてミキサ172に入力し、他
 方の位相を45°遅らせてミキサ174に入力するよう
 にしている。

【0059】このような構成により、ミキサ172に入
 力されるローカル信号の位相と、ミキサ174に入力さ
 れるローカル信号の位相とが直交するようにした構成で
 あっても、上述の問題は同様にして発生する。

【0060】また、上述では、高周波信号処理部の受信
 系について説明したが、送信系においても同様の問題が
 生じる。以下、図23を参照して、高周波信号処理部の
 送信系について説明する。

【0061】図23は、上記高周波信号処理部の送信系
 の一部を示したものである。この図では、図15と同様
 に25はミキサ、26はフィルタ、27はIFアンプ、
 28は直交変調器、31は局部発振器をそれぞれ示して
 いる。

【0062】また、直交変調器28は、発振回路281
 と、ミキサ282, 283と、加算器284とからな
 り、そして、発振回路281は、発振器2811と、移
 相器2812($\pi/2$)とからなる。図示しないデータ

生成器から直交データとして、I 信号と Q 信号が入力される。このうち、ミキサ 2 8 2 には、変調信号として Q 信号が入力され、ミキサ 2 8 3 には、変調信号として I 信号が入力される。この I 信号および Q 信号は、一般に下式で示される。

【0063】

【数 1 8】

$$\begin{cases} Q(t) = A \cos(\phi_i(t)) & \dots (17) \\ I(t) = A \sin(\phi_i(t)) & \dots (18) \end{cases}$$

【0064】ここで、A は振幅、 ω_c は搬送波の角周波*10

$$\begin{cases} L_Q(t) = \cos(\omega_{IF}t) & \dots (19) \\ L_I(t) = \cos\left(\omega_{IF}t + \frac{\pi}{2}\right) = \sin(-\omega_{IF}t) & \dots (20) \end{cases}$$

【0066】尚、上式において、 ω_{IF} は発振器 2 8 1 1 の角周波数であり、両信号の振幅を簡単のため 1 とした。式 (17) と式 (19) より、ミキサ 2 8 2 の出力は下式 (21) で示され、また式 (18) と式 (20) ※

$$\begin{cases} Q(t) \cdot L_Q(t) = A \cos(\phi_i(t)) \cdot \cos(\omega_{IF}t) \\ \quad = \frac{A}{2} \{ \cos(\phi_i(t) + \omega_{IF}t) + \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) \} \dots (21) \\ I(t) \cdot L_I(t) = A \sin(\phi_i(t)) \cdot \sin(-\omega_{IF}t) \\ \quad = \frac{A}{2} \{ \cos(\phi_i(t) + \omega_{IF}t) - \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) \} \dots (22) \end{cases}$$

【0068】そして、これらミキサ出力は、加算器 2 8 4 で加算され、I F アンプ 2 7 にて所定の利得で増幅されたのち、フィルタ 2 6 でフィルタリングされ、位相変★

$$Q(t) \cdot L_Q(t) + I(t) \cdot L_I(t) = A \cos(\omega_{IF}t + \phi_i(t)) \dots (23)$$

【0070】ミキサ 2 5 では、上式で示される中間周波信号を、局部発振器 3 1 にて生成されたローカル信号 L 30 (t) = B cos($\omega_L t$) を用いてアップコンバートする。以下に、ミキサ 2 5 の出力を示す。尚、上式においては、☆

$$\begin{aligned} & A \cos(\omega_{IF}t + \phi_i(t)) \cdot B \cos(\omega_L t) \\ & = A \cdot B \cdot \frac{1}{2} \{ \cos(\omega_{IF} + \phi_i(t) + \omega_L t) + \cos(\omega_{IF} + \phi_i(t) - \omega_L t) \} \\ & = G_t \{ \cos(\omega_L t + \omega_{IF} + \phi_i(t)) + \cos(\omega_L t - \omega_{IF} - \phi_i(t)) \} \\ & \dots (24) \end{aligned}$$

【0072】ここで、式 (24) の 2 つの項のうち、一方が所望の無線周波信号であり、他方がイメージ信号である。このイメージ信号は、実際にはフィルタ 2 4 など 40 で除去されて送信されないが、第 1 項が所望波になるか、第 2 項目が所望波になるかは、ローカル周波数と所望波周波数の大小関係により変化する。

【0073】ローカル周波数を所望波周波数より低く設定する場合は、フィルタ 2 4 などにより、式 (24) の第 1 項目を取り出し、第 2 項目が減衰する。この時の所望波角周波数 ω_c は、 $\omega_c = \omega_L + \omega_{IF}$ であり、無線周波数はローカル周波数より中間周波数分だけ高い周波数になる。

【0074】また、ローカル周波数を所望波周波数より 50

*数 [red/sec] で、 $\phi_i(t)$ は伝送データである。また、発振器 2 8 1 1 にて生成されるトーン信号出力 $L_Q(t)$ は、2 分配されて、ミキサ 2 8 2 と移相器 2 8 1 2 に入力される。移相器 2 8 1 2 では、 $L_Q(t)$ の位相を $\pi/2$ だけ進めて、 $L_I(t)$ としてミキサ 2 8 3 に入力する。尚、 $L_Q(t)$ 、および $L_I(t)$ は次のように示される。

【0065】

【数 1 9】

※より、ミキサ 2 8 3 の出力は下式 (22) で示される。

【0067】

【数 2 0】

★調された中間周波信号がミキサ 2 5 に入力される。

【0069】

【数 2 1】

☆式を簡略化するため、 $G_t = A \cdot B \cdot 1/2$ とする。

【0071】

【数 2 2】

高く設定する場合は、フィルタ 2 4 などにより、式 (24) の第 2 項目を取り出し、第 1 項目が減衰する。この時の所望波角周波数 ω_c は、 $\omega_c = \omega_L - \omega_{IF}$ であり、無線周波数はローカル周波数より中間周波数分だけ低い周波数になる。

【0075】このように、ローカル周波数に対して上側に発生した側波帯も下側に発生した側波帯も、フィルタ 2 4 の設定によりどちらも無線変調信号として用いることができるが、使用するシステム通信帯域の変更によって、無線変調信号に含まれる位相データの符号が逆になっている (式 (24) の第 1 項目と第 2 項目では、 $\phi_i(t)$ の符号が逆になっている)。

【0076】したがって、2 つのシステム通信帯域のキ

キャリア周波数に対して、ローカル周波数が図 1 7 (あるいは図 2 0) や図 1 9 に示したように設定される場合に、スーパーヘテロダイン方式のマルチバンド移動無線機の送信系に図 2 3 に示したような構成を用いてシステム通信帯域を切り替えると、伝送される位相データの極性(回転方向)が逆になってしまい、どちらかの帯域での正常な送信がなされなくなるという問題が生じる。

【0 0 7 7】

【発明が解決しようとする課題】従来のマルチバンド移動無線機では、使用するシステム通信帯域を切替えた際に、キャリア周波数とローカル周波数の大小関係が入れ替わるような設定がなされていると、少なくとも一方のシステム通信帯域での通信ができないという問題があった。

【0 0 7 8】この発明は上記の問題を解決すべくなされたもので、使用するシステム通信帯域を切替えた際に、キャリア周波数とローカル周波数の大小関係が入れ替わるような設定がなされている場合であっても、選択可能なシステム通信帯域すべてにおいて正常な通信を行なうことができるマルチバンド移動無線機を提供することを目的とする。

【0 0 7 9】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、この発明に係わるマルチバンド移動無線機は、スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に受信可能で、受信するシステム通信帯域を切替えた場合に、受信するシステム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、受信信号に対して直交復調を行なって、I データと Q データを得る直交復調手段と、受信するシステム通信帯域の R F 信号と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記 I データと Q データを入れ替えて出力したり、あるいは前記 I データと Q データをそのまま出力するデータ切替手段とを具備して構成するようにした。

【0 0 8 0】上記構成のマルチバンド移動無線機では、受信するシステム通信帯域に応じて、直交復調により得た I 信号と Q 信号を入れ替えて出力することにより、常に Q 信号が I 信号よりも 90° 位相が進んだ直交データを後段のデータ再生部に出力するようにしている。

【0 0 8 1】したがって、上記構成のマルチバンド移動無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、直交データが本来の位相関係で復調されることとなるため、正常な受信を行なうことができる。

【0 0 8 2】また、この発明に係わるマルチバンド移動無線機は、スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に受信可能で、受信するシステム通信帯域を切替えた場合に、受信するシステ

ム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、受信信号に対して直交復調を行なって、I 信号と Q 信号を得る直交復調手段と、受信するシステム通信帯域の R F 信号と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記 I 信号 (あるいは Q 信号) の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するデータ極性反転手段とを具備して構成するようにした。

【0 0 8 3】上記構成のマルチバンド移動無線機では、受信するシステム通信帯域に応じて、直交復調により得た I 信号 (あるいは Q 信号) の極性を反転することにより、常に Q 信号が I 信号よりも 90° 位相が進んだ直交データを後段のデータ再生部に出力するようにしている。

【0 0 8 4】したがって、上記構成のマルチバンド移動無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、直交データが本来の位相関係で復調されることとなるため、正常な受信を行なうことができる。

【0 0 8 5】また、この発明に係わるマルチバンド移動無線機は、スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に受信可能で、受信するシステム通信帯域を切替えた場合に、受信するシステム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、受信するシステム通信帯域の R F 信号を、前記ローカル信号を用いて I F 信号にダウンコンバートする周波数変換手段と、第 1 のトーン信号と、この信号と周波数が同じで、位相が 90° 進んだ第 2 のトーン信号とを生成するトーン信号生成手段と、受信するシステム通信帯域の R F 信号と、前記ローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記第 1 のトーン信号と第 2 のトーン信号を入れ替えて出力したり、あるいは前記第 1 のトーン信号と第 2 のトーン信号をそのまま出力するトーン切替手段と、このトーン切替手段より出力される第 1 のトーン信号を用いて、前記 I F 信号を直交復調して、Q 信号を得る第 1 の直交復調手段と、前記トーン切替手段より出力される第 2 のトーン信号を用いて、前記 I F 信号を直交復調して、I 信号を得る第 2 の直交復調手段とを具備して構成するようにした。

【0 0 8 6】上記構成のマルチバンド移動無線機では、受信するシステム通信帯域に応じて直交復調に用いる 2 つのトーン信号を入れ替えることにより、常に Q 信号が I 信号よりも 90° 位相が進んだ直交データを後段のデータ再生部に出力するようにしている。

【0 0 8 7】したがって、上記構成のマルチバンド移動無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、直交データが本来の位相関係で復調されることにな

10

20

30

40

50

るため、正常な受信を行なうことができる。

【0088】また、この発明に係わるマルチバンド移動無線機は、スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に受信可能で、受信するシステム通信帯域を切換えた場合に、受信するシステム通信帯域のRF信号の周波数と、この信号のダウンコンバートに用いるローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、受信するシステム通信帯域のRF信号を、前記ローカル信号を用いてIF信号にダウンコンバートする周波数変換手段と、第1のトーン信号と、この信号と周波数が同じで、位相が90°進んだ第2のトーン信号とを生成するトーン信号生成手段と、受信するシステム通信帯域のRF信号と、前記ローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記第2のトーン信号（あるいは第1のトーン信号）の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するトーン極性反転手段と、前記第1のトーン信号（あるいは前記トーン極性反転手段より出力される第1のトーン信号）を用いて、前記IF信号を直交復調して、Q信号を得る第1の直交復調手段と、前記トーン極性反転手段より出力される第2のトーン信号（あるいはトーン信号生成手段にて生成されたままの第2のトーン信号）を用いて、前記IF信号を直交復調して、I信号を得る第2の直交復調手段とを具備して構成するようにした。

【0089】上記構成のマルチバンド移動無線機では、使用するシステム通信帯域に応じて、直交復調に用いる2つのトーン信号の一方の位相を反転させて、2つのトーン信号の位相関係を切換えることにより、常にQ信号がI信号よりも90°位相が進んだ直交データを後段のデータ再生部に出力するようにしている。

【0090】したがって、上記構成のマルチバンド移動無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、直交データが本来の位相関係で復調されることとなるため、正常な受信を行なうことができる。

【0091】上記の目的を達成するために、この発明に係わるマルチバンド移動無線機は、スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切換えた場合に、送信するシステム通信帯域のRF信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、送信するシステム通信帯域のRF信号と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係に応じて、直交変調に用いるI信号とQ信号を入れ替えて出力したり、あるいは前記I信号とQ信号をそのまま出力するデータ切換手段と、このデータ切換手段が出力するI信号とQ信号を用いて、直交変調を行なう直交変調手段とを具備して構成するようにした。

【0092】上記構成のマルチバンド移動無線機では、

送信するシステム通信帯域に応じて、Q信号とI信号を入れ替えることにより、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定にするようにしている。

【0093】したがって、上記構成のマルチバンド移動無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、極性が変化しない位相データを含んだ無線周波信号を送信することができる。

【0094】また、この発明に係わるマルチバンド移動無線機は、スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切換えた場合に、送信するシステム通信帯域のRF信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、送信するシステム通信帯域のRF信号と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係に応じて、直交変調に用いるI信号とQ信号のうち、前記I信号（あるいはQ信号）の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するデータ極性反転手段と、このデータ極性反転手段が出力するI信号（あるいは極性反転されていないI信号）と、前記Q信号（あるいはデータ極性反転手段が出力するQ信号）を用いて、直交変調を行なう直交変調手段とを具備して構成するようにした。

【0095】上記構成のマルチバンド移動無線機では、送信するシステム通信帯域に応じて、一方の直交データの位相を反転することにより、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定にするようにしている。

【0096】したがって、上記構成のマルチバンド移動無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、極性が変化しない位相データを含んだ無線周波信号を送信することができる。

【0097】また、この発明に係わるマルチバンド移動無線機は、スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切換えた場合に、送信するシステム通信帯域のRF信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、第1のトーン信号と、この信号と周波数が同じで、位相が90°進んだ第2のトーン信号とを生成するトーン信号生成手段と、送信するシステム通信帯域のRF信号と、前記ローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記第1のトーン信号と第2のトーン信号を入れ替えて出力したり、あるいは前記第1のトーン信号と第2のトーン信号をそのまま出力するトーン切換手段と、このトーン切換手段より出力される第1のトーン信号を、Q信号を用いて直交変調する第1の直交変調手段と、前記トーン切換手段より出力される第2のトーン信号を、I信号を用いて直交変調する第2の直交変調手段と、前記第1の直交変調手段の出力と前記第2の直交変調手段の出力を加算し、

この加算結果と前記ローカル信号を用いて前記 R F 信号を生成する手段とを具備して構成するようにした。

【0098】上記構成のマルチバンド移動無線機では、送信するシステム通信帯域に応じて、直交変調に用いる 2 つのトーン信号の位相関係を入れ替えることにより、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定にしている。

【0099】したがって、上記構成のマルチバンド移動無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、極性が変化しない位相データを含んだ無線周波信号を送信することができる。

【0100】また、この発明に係わるマルチバンド移動無線機は、スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切替えた場合に、送信するシステム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、第 1 のトーン信号と、この信号と周波数が同じで、位相が 90° 進んだ第 2 のトーン信号とを生成するトーン信号生成手段と、送信するシステム通信帯域の R F 信号と、前記ローカル信号の周波数との大小関係に応じて、前記第 2 のトーン信号（あるいは第 1 のトーン信号）の極性を反転して出力したり、あるいはそのまま出力するトーン極性反転手段と、前記第 1 のトーン信号（あるいはトーン極性反転手段より出力される第 1 のトーン信号）を、Q 信号を用いて直交復調する第 1 の直交復調手段と、前記トーン極性反転手段より出力される第 2 のトーン信号（あるいはトーン信号生成手段にて生成されたままの第 2 のトーン信号）を、I 信号を用いて直交変調する第 2 の直交復調手段と、前記第 1 の直交変調手段の出力と前記第 2 の直交変調手段の出力を加算し、この加算結果と前記ローカル信号を用いて前記 R F 信号を生成する手段とを具備して構成するようにした。

【0101】上記構成のマルチバンド移動無線機では、送信するシステム通信帯域に応じて、直交変調に用いる 2 つのトーン信号のうち、一方を位相反転させることにより、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定にするようにしている。

【0102】したがって、上記構成のマルチバンド移動無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、極性が変化しない位相データを含んだ無線周波信号を送信することができる。

【0103】また、この発明に係わるマルチバンド移動無線機は、スーパーヘテロダイン方式を採用し、複数のシステム通信帯域の信号を選択的に送信可能で、送信するシステム通信帯域を切替えた場合に、送信するシステム通信帯域の R F 信号の周波数と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係が変化するマルチバンド移動無線機において、送信するシ

ステム通信帯域の R F 信号と、この信号のアップコンバートに用いたローカル信号の周波数との大小関係に応じて、ベースバンド信号の極性を反転させて出力したり、あるいはそのまま出力する極性反転手段と、この極性反転手段より出力されるベースバンド信号より、直交変調に用いると I 信号と Q 信号を生成する直交データ生成手段と、この直交データ生成手段にて生成された I 信号と Q 信号を用いて、直交変調を行なう直交変調手段とを具備して構成するようにした。

【0104】上記構成のマルチバンド移動無線機では、送信するシステム通信帯域に応じて、ベースバンド信号の極性を反転させることにより、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定にしている。

【0105】したがって、上記構成のマルチバンド移動無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、極性が変化しない位相データを含んだ無線周波信号を送信することができる。

【0106】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して、この発明の実施形態について説明する。まず、本発明をマルチバンド移動無線機の受信系に適用した場合について説明する。

【0107】図 1 は、この発明の第 1 の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の受信系の構成を示すもので、図 2 1 に示した従来の受信系の構成に加え、新たに切替回路 101 を備えたものである。

【0108】前段のアンテナにて基地局より受信した R F 信号は、ミキサ 14 にて、局部発振器 31 にて生成されるローカル信号とミキシングされたのち、フィルタ 15 に入力される。

【0109】尚、局部発振器 31 のローカル信号の周波数は、例えば図 20 に示すように 2 つのシステム通信帯域の間に設定されており、使用するシステム通信帯域を切替えた際に、キャリア周波数とローカル周波数の大小関係が入れ替わるようなものとなっている。

【0110】フィルタ 15 は、ミキサ 14 の出力から高周波側成分を除去し、ダウンコンバートされた低周波側の成分である I F 信号だけを出力する。この I F 信号は、I F アンプ 16 で増幅されたのち 2 分配され、ミキサ 172、174 にそれぞれ入力される。

【0111】ミキサ 172 では、入力された I F 信号が、発振回路 171 で生成されたトーン信号とミキシングされたのち、フィルタ 173 に入力される。フィルタ 173 は、ミキサ 172 の出力に対してフィルタリングを行なう。そしてこのフィルタリングにより、ダウンコンバートされた低周波側の成分であるベースバンド信号のみ取り出し、切替回路 101 に出力する。

【0112】一方、ミキサ 174 には、発振器 1711 で生成されたトーン信号が移相器 1712 にて 90° だけ位相が進められて入力される。そして、ミキサ 174

は、上記トーン信号と I F アンプ 1 6 からの I F 信号とをミキシングし、フィルタ 1 7 5 に入力する。

【0 1 1 3】フィルタ 1 7 5 は、ミキサ 1 7 4 の出力に対してフィルタリングを行なう。そしてこのフィルタリングにより、ダウンコンバートされた低周波側の成分であるベースバンド信号のみ取り出し、切換回路 1 0 1 に出力する。

【0 1 1 4】切換回路 1 0 1 に入力された、フィルタ 1 7 3 からのベースバンド信号は、2 分配されて、切換スイッチ 1 0 1 1 の第 1 の入力端子と、切換スイッチ 1 0 1 2 の第 2 の入力端子にそれぞれ入力される。

【0 1 1 5】同様に、切換回路 1 0 1 に入力された、フィルタ 1 7 5 からのベースバンド信号は、2 分配されて、切換スイッチ 1 0 1 1 の第 2 の入力端子と、切換スイッチ 1 0 1 2 の第 1 の入力端子にそれぞれ入力される。

【0 1 1 6】切換スイッチ 1 0 1 1, 1 0 1 2 は、それぞれ制御部 C 1 によって切換制御され、第 1 の入力端子と第 2 の入力端子に入力される信号のうち、一方を選択的に出力する。そして、切換スイッチ 1 0 1 1 の出力を Q 信号とし、切換スイッチ 1 0 1 2 の出力を I 信号とする直交データを、後段の図示しないデータ再生部に出力する。

【0 1 1 7】制御部 C 1 は、CPU などの集積回路であって、局部発振器 3 1 や発振回路 1 7 1 が生成する信号の周波数を制御するなど、当該マルチバンド無線機の各部に指示を与えて通常の通信に係わる制御機能を備える他に、新たな制御機能として、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ 1 0 1 1, 1 0 1 2 を切換制御する機能を備えている。

【0 1 1 8】次に、上記構成のマルチバンド無線機の受信動作について説明する。制御部 C 1 は、DCS 1 8 0 0 を使用する場合、すなわち局部発振器 3 1 の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ 1 0 1 1 および切換スイッチ 1 0 1 2 に対して第 1 の入力端子に入力される信号をトーン信号として出力するように指示を与える。

【0 1 1 9】これによれば、従来技術の項でも説明したように、フィルタ 1 7 3 からは $\text{Gr cos}(\phi i(t))$ が出力され、これが Q 信号となり、またフィルタ 1 7 5 からは $\text{Gr sin}(\phi i(t))$ が出力され、これが I 信号となる。

【0 1 2 0】一方、GSM 9 0 0 を使用する場合、すなわち局部発振器 3 1 の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部 C 1 は、切換スイッチ 1 0 5 1 および切換スイッチ 1 0 5 2 に対して第 2 の入力端子に入力される信号をトーン信号として出力するように指示を与える。

【0 1 2 1】これによれば、従来技術の項でも説明したように、フィルタ 1 7 3 からは $\text{Gr cos}(\phi i(t))$ が出力され、フィルタ 1 7 5 からは $-\text{Gr sin}(\phi i(t))$ が出力

されるが、これらのベースバンド信号が切換回路 1 0 1 を介することにより、Q 信号として $-\text{Gr sin}(\phi i(t))$ が出力され、I 信号として $\text{Gr cos}(\phi i(t))$ が出力されることになり、Q 信号が I 信号よりも 90° 位相が進んだ直交データが得られる。

【0 1 2 2】以上のように、上記構成の受信系を備えたマルチバンド無線機では、従来の技術の項においても説明したように、使用するシステム通信帯域に応じて、キャリア周波数と、局部発振器 3 1 にて生成されるローカル信号の周波数の大小関係が入れ替わることにより、ミキサ 1 7 3 および 1 7 5 により得られる 2 つの信号の位相関係が入れ替わるが、使用するシステム通信帯域に応じて、ミキサ 1 7 3 および 1 7 5 の出力を切換回路 1 0 1 にて入れ替えて出力することにより、常に Q 信号が I 信号よりも 90° 位相が進んだ直交データを後段のデータ再生部に出力するようにしている。

【0 1 2 3】したがって、上記構成の受信系を備えたマルチバンド無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、直交データが本来の位相関係で復調されることになるため、正常な受信を行なうことができる。

【0 1 2 4】次に、図 2 を参照して、この発明の第 2 の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の受信系について説明する。図 2 はその構成を示すものである。この図に示す受信系は、図 1 に示した受信系の構成とは、切換回路 1 0 1 に代わって、切換回路 1 0 2 を備えた点が異なっている。このため、切換回路 1 0 2 を中心に説明する。

【0 1 2 5】フィルタ 1 7 3 は、ミキサ 1 7 2 の出力に対してフィルタリングを行ない、このフィルタリングによりダウンコンバートされた低周波側の成分であるベースバンド信号のみ取り出し、切換回路 1 0 2 に出力する。

【0 1 2 6】一方、フィルタ 1 7 5 は、ミキサ 1 7 4 の出力に対してフィルタリングを行ない、このフィルタリングによりダウンコンバートされた低周波側の成分であるベースバンド信号のみ取り出し、切換回路 1 0 2 に出力する。

【0 1 2 7】切換回路 1 0 2 は、反転アンプ 1 0 2 1 と、切換スイッチ 1 0 2 2 を備えている。フィルタ 1 7 3 によって得たベースバンド信号は、そのまま Q 信号として後段のデータ再生部に出力され、一方、フィルタ 1 7 5 によって得たベースバンド信号は、反転アンプ 1 0 2 1 と、切換スイッチ 1 0 2 2 の第 1 の入力端子に入力される。

【0 1 2 8】反転アンプ 1 0 2 1 は、入力されるベースバンド信号の位相を反転して、切換スイッチ 1 0 2 2 の第 2 の入力端子に入力する。切換スイッチ 1 0 2 2 は、制御部 C 2 からの制御信号に応じて、第 1 の入力端子に入力される信号と、第 2 の入力端子に入力される信号とのうち、一方を選択し I 信号として後段のデータ再生部

に出力する。

【0129】制御部C2は、制御部C1と同様に、通常の通信に係わる制御機能を備える他に、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ1022を切換制御する機能を備えている。

【0130】次に、上記構成のマルチバンド無線機の受信動作について説明する。制御部C2は、DCS1800を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ1022に対して第1の入力端子に入力される信号をI信号として出力させるように指示を与える。

【0131】これによれば、従来技術の項でも説明したように、フィルタ173からの $\text{Gr cos}(\phi_i(t))$ がQ信号として出力され、またフィルタ175からの $\text{Gr sin}(\phi_i(t))$ がI信号として出力される。

【0132】一方、GSM900を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部C2は、切換スイッチ1022に対して第2の入力端子に入力される信号をI信号として出力させるように指示を与える。

【0133】これによれば、従来技術の項でも説明したように、フィルタ173からの $\text{Gr cos}(\phi_i(t))$ がQ信号として出力され、またフィルタ175からの $-\text{Gr sin}(\phi_i(t))$ が位相反転されて $\text{Gr sin}(\phi_i(t))$ となり、I信号として出力され、Q信号がI信号よりも90°位相が進んだ直交データが得られる。

【0134】以上のように、上記構成の受信系を備えたマルチバンド無線機では、使用するシステム通信帯域に応じて、切換回路102がフィルタ175にて取り出されたベースバンド信号の位相を反転させるようにしているため、常にQ信号がI信号よりも90°位相が進んだ直交データが後段のデータ再生部に出力されることになり、正常な受信を行なうことができる。

【0135】次に、図3を参照して、この発明の第3の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の受信系について説明する。図3はその構成を示すものである。この図に示す受信系は、図2に示した受信系の構成とは、切換回路102に代わって、切換回路103を備えた点が異なっている。このため、切換回路103を中心に説明する。

【0136】切換回路103は、切換回路102と同様に、一方のフィルタによって得たベースバンド信号の位相を反転するもので、切換回路102がフィルタ175にて得たベースバンド信号の位相を反転するのに対して、制御部C3の指示により切換回路103はフィルタ173にて得たベースバンド信号の位相を反転するものである。

【0137】切換回路103は、反転アンプ1031

と、切換スイッチ1032を備えている。フィルタ175によって得たベースバンド信号は、そのままI信号として後段のデータ再生部に出力され、一方、フィルタ173によって得たベースバンド信号は、反転アンプ1031と、切換スイッチ1032の第1の入力端子に入力される。

【0138】反転アンプ1031は、入力されるベースバンド信号の位相を反転して、切換スイッチ1032の第2の入力端子に入力する。切換スイッチ1032は、制御部C3からの制御信号に応じて、第1の入力端子に入力される信号と、第2の入力端子に入力される信号とのうち、一方を選択しQ信号として後段のデータ再生部に出力する。

【0139】制御部C3は、制御部C1と同様に、通常の通信に係わる制御機能を備える他に、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ1032を切換制御する機能を備えている。

【0140】次に、上記構成のマルチバンド無線機の受信動作について説明する。制御部C2は、DCS1800を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ1032に対して第1の入力端子に入力される信号をQ信号として出力させるように指示を与える。

【0141】これによれば、従来技術の項でも説明したように、フィルタ173からの $\text{Gr cos}(\phi_i(t))$ がQ信号として出力され、またフィルタ175からの $\text{Gr sin}(\phi_i(t))$ がI信号として出力される。

【0142】一方、GSM900を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部C3は、切換スイッチ1032に対して第2の入力端子に入力される信号をQ信号として出力させるように指示を与える。

【0143】これによれば、従来技術の項でも説明したように、フィルタ173からの $\text{Gr cos}(\phi_i(t))$ が位相反転されて $-\text{Gr cos}(\phi_i(t))$ となり、Q信号として出力され、またフィルタ175からの $-\text{Gr sin}(\phi_i(t))$ がI信号として出力され、Q信号がI信号よりも90°位相が進んだ直交データが得られる。

【0144】以上のように、使用するシステム通信帯域に応じて、切換回路103がフィルタ173にて取り出されたベースバンド信号の位相を反転させるようにしているため、常にQ信号がI信号よりも90°位相が進んだ直交データが後段のデータ再生部に出力されることになり、正常な受信を行なうことができる。

【0145】次に、図4を参照して、この発明の第4の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の受信系について説明する。図4はその構成を示すものである。この図に示す受信系は、図21に示した従来の受信系の構成

における発振回路 1 7 1 に加え、トーン位相切換回路 1 0 4 を新たに備えたものである。

【0 1 4 6】前段のアンテナにて基地局より受信した R F 信号は、ミキサ 1 4 にて、局部発振器 3 1 にて生成されるローカル信号とミキシングされたのち、フィルタ 1 5 に入力される。

【0 1 4 7】フィルタ 1 5 は、ミキサ 1 4 の出力から高周波側成分を除去し、ダウンコンバートされた低周波側の成分である I F 信号だけを出力する。この I F 信号は、I F アンプ 1 6 で増幅されたのち 2 分配され、ミキサ 1 7 2, 1 7 4 にそれぞれ入力される。

【0 1 4 8】発振回路 1 7 1 の発振器 1 7 1 1 で生成されたトーン信号は、2 分配され、このうち一方はそのままトーン位相切換回路 1 0 4 に入力され、他方は移相器 1 7 1 2 にて 90° 位相が進められたのちトーン位相切換回路 1 0 4 に入力される。

【0 1 4 9】トーン位相切換回路 1 0 4 は、切換スイッチ 1 0 4 1, 1 0 4 2 からなり、両スイッチの出力が後述の制御部 C 4 によって切換制御される。切換スイッチ 1 0 4 1 の第 1 の入力端子には、発振器 1 7 1 1 で生成されたトーン信号が直接入力され、第 2 の入力端子には、移相器 1 7 1 2 にて 90° 位相が進められたトーン信号が入力され、切換スイッチ 1 0 4 1 は、後述の制御部 C 4 からの制御信号に応じて、一方の入力信号をミキサ 1 7 2 に入力する。

【0 1 5 0】また、切換スイッチ 1 0 4 2 の第 1 の入力端子には、移相器 1 7 1 2 にて 90° 位相が進められたトーン信号入力され、第 2 の入力端子には、発振器 1 7 1 1 で生成されたトーン信号が直接入力され、切換スイッチ 1 0 4 2 は後述の制御部 C 4 からの制御信号に応じて、一方の入力信号をミキサ 1 7 4 に入力する。

【0 1 5 1】制御部 C 4 は、制御部 C 1 と同様に、通常の通信に係わる制御機能を備える他に、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ 1 0 4 1, 1 0 4 2 を切換制御する機能を備えている。

【0 1 5 2】次に、上記構成のマルチバンド無線機の受信動作について説明する。制御部 C 4 は、DCS 1 8 0 0 を使用する場合、すなわち局部発振器 3 1 の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ 1 0 4 1, 1 0 4 2 に対して第 1 の入力端子に入力される信号をトーン信号として出力するように指示を与える。

【0 1 5 3】これによれば、従来技術の項でも説明したように、フィルタ 1 7 3 により $\text{Gr cos}(\phi i(t))$ が得られ、Q 信号として出力され、またフィルタ 1 7 5 からは $\text{Gr sin}(\phi i(t))$ が得られ、I 信号として出力される。

【0 1 5 4】一方、GSM 9 0 0 を使用する場合、すなわち局部発振器 3 1 の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部 C 4 は、切換スイッチ 1 0 4 1, 1 0 4 2 に対して第 2 の入

力端子に入力される信号をトーン信号として出力するように指示を与える。

【0 1 5 5】これによれば、フィルタ 1 7 3 により $\text{Gr sin}(\phi i(t))$ が得られ、Q 信号として出力され、またフィルタ 1 7 5 からは $\text{Gr cos}(\phi i(t))$ が得られ、I 信号として出力され、Q 信号が I 信号よりも 90° 位相が進んだ直交データが得られる。

【0 1 5 6】以上のように、上記構成の受信系を備えたマルチバンド無線機では、ミキサ 1 7 3 および 1 7 5 において、互いに直交する 2 つのトーン信号をそれぞれ用いて、I F 信号から 2 つの直交するベースバンド信号を得るが、上記ミキサ 1 7 3 および 1 7 5 に入力される 2 つのトーン信号を、使用するシステム通信帯域に応じて入れ替えることにより、常に Q 信号が I 信号よりも 90° 位相が進んだ直交データを後段のデータ再生部に出力するようにしている。

【0 1 5 7】したがって、上記構成の受信系を備えたマルチバンド無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、直交データが所望の位相関係で復調されることになるため、正常な受信を行なうことができる。

【0 1 5 8】次に、図 5 を参照して、この発明の第 5 の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の受信系について説明する。図 5 はその構成を示すものである。この図に示す受信系は、図 2 1 に示した従来の受信系の構成における発振回路 1 7 1 に加え、トーン位相切換回路 1 0 5 を新たに備えたものである。

【0 1 5 9】前段のアンテナにて基地局より受信した R F 信号は、ミキサ 1 4 にて、局部発振器 3 1 にて生成されるローカル信号とミキシングされたのち、フィルタ 1 5 に入力される。

【0 1 6 0】フィルタ 1 5 は、ミキサ 1 4 の出力から高周波側成分を除去し、ダウンコンバートされた低周波側の成分である I F 信号だけを出力する。この I F 信号は、I F アンプ 1 6 で増幅されたのち 2 分配され、ミキサ 1 7 2, 1 7 4 にそれぞれ入力される。

【0 1 6 1】発振回路 1 7 1 の発振器 1 7 1 1 で生成されたトーン信号は、2 分配され、このうち一方はそのままミキサ 1 7 2 に入力され、他方は移相器 1 7 1 2 にて 90° 位相が進められたのちトーン位相切換回路 1 0 5 に入力される。

【0 1 6 2】トーン位相切換回路 1 0 5 は、反転アンプ 1 0 5 1 と切換スイッチ 1 0 5 2 とからなる。移相器 1 7 1 2 にて 90° 位相が進められたトーン信号は、反転アンプ 1 0 5 1 と切換スイッチ 1 0 5 2 の第 1 の入力端子に入力される。反転アンプ 1 0 5 1 は、移相器 1 7 1 2 より入力されたトーン信号の位相を反転して、切換スイッチ 1 0 5 2 の第 2 の入力端子に入力する。

【0 1 6 3】切換スイッチ 1 0 5 2 は、後述の制御部 C 5 からの制御信号によって切換制御され、第 1 の入力端子および第 2 の入力端子に入力される信号のうち一方

を、選択的にミキサ174に入力する。

【0164】制御部C5は、制御部C1と同様に、通常の通信に係わる制御機能を備える他に、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ1052を切換制御する機能を備えている。

【0165】ミキサ172では、入力されたIF信号が、発振回路171から入力されるトーン信号とミキシングされたのち、フィルタ173に入力される。フィルタ173は、ミキサ172の出力に対してフィルタリングを行ない、このフィルタリングによって、ダウンコンバートされた低周波側の成分であるベースバンド信号のみ取り出し、後段のデータ再生部に出

力する。

【0166】一方、ミキサ174には、IFアンプ16からのIF信号がトーン位相切換回路104から入力されるトーン信号とミキシングされ、フィルタ175に入力される。

【0167】フィルタ175は、ミキサ174の出力に対してフィルタリングを行ない、このフィルタリングにより、ダウンコンバートされた低周波側の成分であるベースバンド信号のみ取り出し、後段のデータ再生部に出

力する。

【0168】次に、上記構成のマルチバンド無線機の受信動作について説明する。制御部C5は、DCS1800を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ1052に対して第1の入力端

$$\begin{aligned} & G_r \{ \sin(-\omega_{IF}t + \phi_1(t) + \omega_{IF}t) + \sin(\omega_{IF}t - \phi_1(t) + \omega_{IF}t) \} \\ & = G_r \{ \sin(\phi_1(t)) + \sin(2\omega_{IF}t - \phi_1(t)) \} \end{aligned}$$

【0175】尚、上式の第2項は、フィルタ175にて除去されるため、フィルタ175の出力は、 $G_r \sin(\phi_1(t))$ となる。したがって、Q信号として $G_r \cos(\phi_1(t))$ が出力され、I信号として $G_r \sin(\phi_1(t))$ が出力されることになる。

【0176】以上のように、上記構成の受信系を備えたマルチバンド無線機では、ミキサ172および174において、互いに直交する2つのトーン信号をそれぞれ用いて、IF信号から2つの直交するベースバンド信号を得るが、使用するシステム通信帯域に応じて、ミキサ174に入力されるトーン信号の位相を反転させて、2つのミキサ172、174に入力されるトーン信号の位相関係を切換えるようにしている。

【0177】したがって、上記構成の受信系を備えたマルチバンド無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、直交データが所望の位相関係で復調されることになるため、正常な受信を行なうことができる。

【0178】次に、図6を参照して、この発明の第6の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の受信系について説明する。図6はその構成を示すものである。この図に示す受信系は、図21に示した従来の受信系の構成における発振回路171に加え、トーン位相切換回路1

子に入力される信号をトーン信号として出力するように指示を与える。

【0169】これによれば、従来技術の項でも説明したように、フィルタ173からは $G_r \cos(\phi_1(t))$ が出力され、これがQ信号となり、またフィルタ175からは $G_r \sin(\phi_1(t))$ が出力され、これがI信号となる。

【0170】一方、GSM900を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部C5は、切換スイッチ1052に対して第2の入力端子に入力される信号をトーン信号として出力するように指示を与える。

【0171】これによれば、従来技術の項でも説明したように、フィルタ173からは $G_r \cos(\phi_1(t))$ が出力される。そして、ミキサ174の出力は、下式のように

【0172】

【数23】

$$\begin{aligned} & G \cdot A \cdot B \cdot \frac{1}{2} \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_1(t)) \cdot \sin(\omega_{IF}t) \\ & = G_r \{ \sin(\omega_c t - \omega_L t + \phi_1(t) + \omega_{IF}t) \\ & \quad + \sin(\omega_L t - \omega_c t - \phi_1(t) + \omega_{IF}t) \} \end{aligned}$$

【0173】また、 $\omega_c - \omega_L = -\omega_{IF}$ より、フィルタ175の出力は、下式のように

【0174】

【数24】

06を新たに備えたものである。

【0179】前段のアンテナにて基地局より受信したRF信号は、ミキサ14にて、局部発振器31にて生成されるローカル信号とミキシングされたのち、フィルタ15に入力される。

【0180】フィルタ15は、ミキサ14の出力から高周波側成分を除去し、ダウンコンバートされた低周波側の成分であるIF信号だけを出

力する。このIF信号は、IFアンプ16で増幅されたのち2分配され、ミキサ172、174にそれぞれ入力される。

【0181】発振回路171の発振器1711で生成されたトーン信号は、2分配され、このうち一方はトーン位相切換回路106に入力され、他方は移相器1712にて90°位相が進められたのちミキサ174に入力される。

【0182】トーン位相切換回路106は、反転アンプ1061と切換スイッチ1062とからなる。発振器1711で生成されたトーン信号は、反転アンプ1061と切換スイッチ1062の第1の入力端子に入力される。反転アンプ1061は、発振器1711より入力されたトーン信号の位相を反転して、切換スイッチ1062の第2の入力端子に入力する。

【0183】切換スイッチ1062は、後述の制御部C6からの制御信号によって切換制御され、第1の入力端子および第2の入力端子に入力される信号のうち一方を、選択的にミキサ174に入力する。

【0184】制御部C6は、制御部C1と同様に、通常の通信に係わる制御機能を備える他に、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ1062を切換制御する機能を備えている。

【0185】ミキサ172では、入力されたIF信号が、トーン位相切換回路106から入力されるトーン信号とミキシングされたのち、フィルタ173に入力される。フィルタ173は、ミキサ172の出力に対してフィルタリングを行ない、このフィルタリングによって、ダウンコンバートされた低周波側の成分であるベースバンド信号のみ取り出し、後段のデータ再生部に出力する。

【0186】一方、ミキサ174には、IFアンプ16からのIF信号が発振回路171から入力されるトーン信号とミキシングされ、フィルタ175に入力される。フィルタ175は、ミキサ174の出力に対してフィルタリングを行ない、このフィルタリングにより、ダウンコンバートされた低周波側の成分であるベースバンド信号のみ取り出し、後段のデータ再生部に出力する。

【0187】次に、上記構成のマルチバンド無線機の受信動作について説明する。制御部C6は、DCS1800を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成する

$$\begin{aligned} & -G_r \{ \cos(-\omega_{IF}t + \phi_i(t) + \omega_{IF}t) + \cos(-\omega_{IF}t + \phi_i(t) - \omega_{IF}t) \} \\ & = -G_r \{ \cos(\phi_i(t)) + \cos(-2\omega_{IF}t + \phi_i(t)) \} \end{aligned}$$

【0194】尚、上式の第2項は、フィルタ175にて除去されるため、フィルタ173の出力は、 $-G_r \cos(\phi_i(t))$ となる。そして、フィルタ175からは、従来技術の項でも説明したように、 $-G_r \sin(\phi_i(t))$ が出力される。

【0195】したがって、Q信号として $-G_r \cos(\phi_i(t))$ が出力され、I信号として $-G_r \sin(\phi_i(t))$ が出力されることになり、Q信号がI信号よりも90°位相が進んだ直交データが得られる。

【0196】以上のように、上記構成の受信系を備えたマルチバンド無線機では、ミキサ172および174において、互いに直交する2つのトーン信号をそれぞれ用いて、IF信号から2つの直交するベースバンド信号を得るが、使用するシステム通信帯域に応じて、ミキサ172に入力されるトーン信号の位相を反転させて、2つのミキサ172、174に入力されるトーン信号の位相関係を切換えるようにしている。

【0197】したがって、上記構成の受信系を備えたマルチバンド無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、直交データが所望の位相関係で復調されることになるため、正常な受信を行なうことができる。

【0198】次に、本発明をマルチバンド移動無線機の

ローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ1052に対して第1の入力端子に入力される信号をトーン信号として出力するように指示を与える。

【0188】これによれば、従来技術の項でも説明したように、フィルタ173からは $G_r \cos(\phi_i(t))$ が出力され、これがQ信号となり、またフィルタ175からは $G_r \sin(\phi_i(t))$ が出力され、これがI信号となる。

【0189】一方、GSM900を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部C4は、切換スイッチ1052に対して第2の入力端子に入力される信号をトーン信号として出力するように指示を与える。

【0190】これによれば、ミキサ172の出力は、下式ようになる。

$$\begin{aligned} & \text{【0191】} \\ & \text{【数25】} \\ & G \cdot A \cdot B \cdot \frac{1}{2} \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t)) \cdot (-\cos(\omega_{IF}t)) \\ & = -G_r \{ \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t) + \omega_{IF}t) \\ & \quad + \cos(\omega_c t - \omega_L t + \phi_i(t) - \omega_{IF}t) \} \end{aligned}$$

【0192】また、 $\omega_c - \omega_L = -\omega_{IF}$ より、フィルタ173の出力は、下式ようになる。

【0193】

【数26】

送信系に適用した場合について説明する。図7は、この発明の第7の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の送信系の構成を示すもので、図23に示した従来の送信系の構成に加え、新たに切換回路201を備えたものである。

【0199】図示しないデータ生成器から入力される直交データが切換回路201に入力される。切換回路201は、切換スイッチ2011と、切換スイッチ2012とからなる。

【0200】切換回路201に入力された直交データのうち、Q信号は2分配されて、切換スイッチ2011の第1の入力端子と切換スイッチ2012の第2の入力端子に入力され、I信号は2分配されて、切換スイッチ2011の第2の入力端子と切換スイッチ2012の第1の入力端子に入力される。

【0201】切換スイッチ2011は、後述の制御部C7によって切換制御され、第1の入力端子と第2の入力端子に入力される信号のうち、一方を選択的にミキサ282に入力する。

【0202】同様に、切換スイッチ2012は、制御部C7によって切換制御され、第1の入力端子と第2の入力端子に入力される信号のうち、一方を選択的にミキサ

283に入力する。

【0203】発振回路281は、発振器2811と、移相器2812 ($\pi/2$) とからなる。発振器2811で生成されたトーン信号は、2分配されて、ミキサ282と移相器2812とにそれぞれ入力される。移相器2812は、発振器2811より入力されるトーン信号の位相を90°進めてミキサ383に入力する。ミキサ282は、切換スイッチ2011より入力される一方の直交データと、発振器2811より入力されるトーン信号とをミキシングして、加算器284に入力する。

【0204】ミキサ283は、切換スイッチ2012より入力される一方の直交データと、移相器2812より入力されるトーン信号とをミキシングして、加算器284に入力する。

【0205】加算器284は、ミキサ282とミキサ283から入力される信号を加算する。この加算結果は、IFアンプ27にて所定の利得で増幅されたのち、フィルタ26でフィルタリングされ、位相変調された中間周波信号がミキサ25に入力される。

【0206】ミキサ25は、フィルタ26からのIF信号と、局部発振器31にて生成されたローカル信号とをミキシングする。そして、このミキシング結果は、フィルタ24に入力されることにより、イメージ信号が除去されて、所望の無線周波信号が出力される。

【0207】制御部C7は、CPUなどの集積回路であって、局部発振器31や発振器2811が生成する信号の周波数を制御するなど、当該マルチバンド無線機の各部に指示を与えて通常の通信に係わる制御機能を備える他に、新たな制御機能として、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ2011、2012を切換制

御する機能を備えている。

【0208】次に、上記構成のマルチバンド無線機の送信動作について説明する。制御部C7は、DCS1800を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ2011および切換スイッチ2012に対して第1の入力端子に入力される直交データを出力するように指示を与える。

【0209】これによれば、従来技術の項でも説明したように、ミキサ25の出力は式(24)で示される。そして、フィルタ24により式(24)の第2項目が減衰して、下式で表される無線周波信号が得られる。このとき、角周波数 $\omega_c = \omega_L + \omega_{IF}$ となり、位相データの符号は正となる。

【0210】

【数27】

$$A \cos(\omega_{IF}t + \phi_i(t)) \cdot B \cos(\omega_L t) \\ = G_L \cos(\omega_L t + \omega_{IF}t + \phi_i(t))$$

【0211】一方、GSM900を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部C7は、切換スイッチ2011および切換スイッチ2012に対して第2の入力端子に入力される直交データを出力するように指示を与える。

【0212】これによれば、ミキサ282、およびミキサ283の出力は、下式で示される中間周波信号となる。

【0213】

【数28】

$$\left\{ \begin{aligned} (\text{ミキサ282出力}) &= A \sin(\phi_i(t)) \cdot \cos(\omega_{IF}t) \\ &= \frac{A}{2} \{ \sin(\phi_i(t) + \omega_{IF}t) + \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) \} \\ (\text{ミキサ283出力}) &= A \cos(\phi_i(t)) \cdot \sin(-\omega_{IF}t) \\ &= \frac{A}{2} \{ \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) + \sin(-\omega_{IF}t - \phi_i(t)) \} \\ &= \frac{A}{2} \{ \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) - \sin(\omega_{IF}t + \phi_i(t)) \} \end{aligned} \right.$$

【0214】そして、これらを加算した加算器284の出力は、下式で示される。

※ 【数29】

$$\frac{A}{2} \{ \sin(\phi_i(t) + \omega_{IF}t) + \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) \} \\ + \frac{A}{2} \{ \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) - \sin(\omega_{IF}t + \phi_i(t)) \} \\ = A \sin(-\omega_{IF}t + \phi_i(t))$$

【0216】よって、ミキサ25の出力は、下式のようになる。

※ 【数30】

$$A \sin(-\omega_{IF}t + \phi_i(t)) \cdot B \cos(\omega_L t) \\ = \frac{A \cdot B}{2} \{ \sin(-\omega_{IF}t + \phi_i(t) + \omega_L t) + \sin(-\omega_{IF}t + \phi_i(t) - \omega_L t) \} \\ = \frac{A \cdot B}{2} \{ \sin(\omega_L t - \omega_{IF}t + \phi_i(t)) - \sin(\omega_L t + \omega_{IF}t - \phi_i(t)) \}$$

【0218】そして、フィルタ24により上式の第2項目が減衰して、第1項目が無線周波信号として得られる。このとき、角周波数は、 $\omega_c = \omega_L - \omega_{IF}$ となり、位相データの符号は正となる。

【0219】以上のように、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機では、切換回路201を新たに備えて、使用するシステム通信帯域に応じて、Q信号とI信号を入れ替えることにより、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定にしている。

【0220】したがって、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、極性が変化しない位相データを含んだ無線周波信号を送信することができる。

【0221】図8は、この発明の第8の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の送信系の構成を示すものである。この図に示す送信系は、図7に示した送信系の切換回路201代わって、切換回路202を備えたもので、以下の説明では、異なる部分を中心に説明する。

【0222】図示しないデータ生成器から入力される直交データが切換回路202に入力される。切換回路202は、反転アンプ2021と、切換スイッチ2022とからなる。

【0223】切換回路201に入力された直交データのうち、Q信号はそのままミキサ282に入力される。一方、I信号は2分配されて、反転アンプ2021と切換スイッチ2022の第1の入力端子に入力される。

【0224】反転アンプ2021は、入力されるI信号の位相を反転して、切換スイッチ2022の第2の入力端子に入力する。切換スイッチ2022は、後述の制御部C8によって切換制御され、第1の入力端子と第2の入力端子に入力される信号のうち、一方を選択的にミキサ283に入力する。

$$\begin{aligned} & -A \sin(\phi_1(t)) \cdot (-\sin(\omega_{IF}t)) \\ & = \frac{A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) - \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) \} \end{aligned}$$

【0232】また、ミキサ282の出力は、下式で示される中間周波信号となる。

$$\frac{A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) + \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) \}$$

【0234】そして、これらを加算した加算器284の出力は、下式で示される。

$$\begin{aligned} & \frac{A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) + \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) \} \\ & + \frac{A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) - \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) \} \\ & = A \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) \end{aligned}$$

【0236】よって、ミキサ25の出力は、下式のようになる。

【0225】制御部C8は、制御部C7と同様に、通常の通信に係わる制御機能を備える他に、新たな制御機能として、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ2022を切換制御する機能を備えている。

【0226】次に、上記構成のマルチバンド無線機の送信動作について説明する。制御部C8は、DCS1800を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ2022に対して第1の入力端子に入力される直交データを出力するように指示を与える。

【0227】これによれば、従来技術の項でも説明したように、ミキサ25の出力は式(24)で示される。そして、フィルタ24により式(24)の第2項目が減衰して、下式で表される無線周波信号が得られる。このとき、角周波数 $\omega_c = \omega_L + \omega_{IF}$ となり、位相データの符号は正となる。

【0228】

【数31】

$$\begin{aligned} & A \cos(\omega_{IF}t + \phi_1(t)) \cdot B \cos(\omega_L t) \\ & = G_t \cos(\omega_L t + \omega_{IF}t + \phi_1(t)) \end{aligned}$$

【0229】一方、GSM900を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部C8は、切換スイッチ2022に対して第2の入力端子に入力される、位相反転された直交データを出力するように指示を与える。

【0230】これによれば、ミキサ283の出力は、下式で示される中間周波信号となる。

【0231】

【数32】

【0233】

【数33】

【数34】

【0237】

【数35】

$$\begin{aligned}
 & A \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) \cdot B \cos(\omega_L t) \\
 &= \frac{A \cdot B}{2} \{ \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t + \omega_L t) + \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t - \omega_L t) \} \\
 &= \frac{-A \cdot B}{2} \{ \cos(\omega_L t - \omega_{IF}t + \phi_1(t)) + \cos(-\omega_L t - \omega_{IF}t + \phi_1(t)) \}
 \end{aligned}$$

【0238】そして、フィルタ24により上式の第1項目が減衰して、第2項目が無線周波信号として得られる。このとき、角周波数は、 $\omega_c = \omega_L - \omega_{IF}$ となり、位相データの符号は正となる。

【0239】以上のように、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機では、切換回路202を新たに備えて、使用するシステム通信帯域に応じて、I信号の位相を反転することにより、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定にするようにしている。

【0240】したがって、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、極性が変化しない位相データを含んだ無線周波信号を送信することができる。

【0241】図9は、この発明の第9の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の送信系の構成を示すものである。この図に示す送信系は、図7に示した送信系の切換回路201代わって、切換回路203を備えたもので、以下の説明では、異なる部分を中心に説明する。

【0242】図示しないデータ生成器から入力される直交データが切換回路203に入力される。切換回路203は、反転アンプ2031と、切換スイッチ2032とからなる。

【0243】切換回路201に輸入された直交データのうち、Q信号は2分配されて、反転アンプ2031と切換スイッチ2032の第1の入力端子に輸入される。一方、I信号は、そのままミキサ283に輸入される。

【0244】反転アンプ2031は、入力されるQ信号の位相を反転して、切換スイッチ2032の第2の入力端子に輸入する。切換スイッチ2032は、後述の制御部C9によって切換制御され、第1の入力端子と第2の入力端子に輸入される信号のうち、一方を選択的にミキサ282に輸入する。

$$\begin{aligned}
 & -A \cos(\phi_1(t)) \cdot \cos(\omega_{IF}t) \\
 &= \frac{-A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) + \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) \}
 \end{aligned}$$

【0252】また、ミキサ283の出力は、下式で示される中間周波信号となる。

$$\frac{A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) - \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) \}$$

【0254】そして、これらを加算した加算器284の出力は、下式で示される。

【0255】

【数39】

【0245】制御部C9は、制御部C7と同様に、通常の通信に係わる制御機能を備える他に、新たな制御機能として、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ2032を切換制御する機能を備えている。

【0246】次に、上記構成のマルチバンド無線機の送信動作について説明する。制御部C9は、DCS1800を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ2022に対して第1の入力端子に輸入される直交データを出力するように指示を与える。

【0247】これによれば、従来技術の項でも説明したように、ミキサ25の出力は式(24)で示される。そして、フィルタ24により式(24)の第2項目が減衰して、下式で表される無線周波信号が得られる。このとき、角周波数 $\omega_c = \omega_L + \omega_{IF}$ となり、位相データの符号は正となる。

【0248】

【数36】

$$\begin{aligned}
 & A \cos(\omega_{IF}t + \phi_1(t)) \cdot B \cos(\omega_L t) \\
 &= G_L \cos(\omega_L t + \omega_{IF}t + \phi_1(t))
 \end{aligned}$$

【0249】一方、GSM900を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部C9は、切換スイッチ2032に対して、第2の入力端子に輸入される、位相反転された直交データを出力するように指示を与える。

【0250】これによれば、ミキサ282の出力は、下式で示される中間周波信号となる。

【0251】

【数37】

* 【0253】

* 【数38】

$$\begin{aligned}
 & \frac{-A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) + \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) \} \\
 &+ \frac{A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) - \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) \} \\
 &= -A \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t)
 \end{aligned}$$

50 【0256】よって、ミキサ25の出力は、下式のよう

になる。

【0257】

*【数40】

$$\begin{aligned} & * \\ & -A \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) \cdot B \cos(\omega_L t) \\ & = \frac{-A \cdot B}{2} \{ \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF}t + \omega_L t) + \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF}t - \omega_L t) \} \\ & = \frac{-A \cdot B}{2} \{ \cos(\omega_L t - \omega_{IF}t + \phi_i(t)) + \cos(\omega_L t + \omega_{IF}t - \phi_i(t)) \} \end{aligned}$$

【0258】そして、フィルタ24により上式の第2項目が減衰して、第1項目が無線周波信号として得られる。このとき、角周波数は、 $\omega_c = \omega_L - \omega_{IF}$ となり、

【0259】以上のように、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機では、切換回路203を新たに備えて、使用するシステム通信帯域に応じて、Q信号の位相を反転することにより、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定にしている。

【0260】したがって、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、極性が変化しない位相データを含んだ無線周波信号を送信することができる。

【0261】図10は、この発明の第10の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の送信系の構成を示すものである。この図に示すマルチバンド移動無線機の送信系は、図23に示した従来の送信系の構成に加え、新たに切換回路204を備えたもので、以下の説明では、異なる部分を中心に説明する。図示しないデータ生成器から入力される直交データのうち、Q信号はミキサ282に入力され、一方、I信号はミキサ283に入力される。

【0262】発振回路281の発振器2811で生成されたトーン信号は、2分配され、このうち一方はそのままトーン位相切換回路204に入力され、他方は移相器2812にて90°位相が進められたのちトーン位相切換回路204に入力される。

【0263】トーン位相切換回路204は、切換スイッチ2041、2042からなり、両スイッチの出力が後述の制御部C10によって切換制御される。切換スイッチ2041の第1の入力端子には、発振器2811で生成されたトーン信号が直接入力され、第2の入力端子に※

$$G_t \{ \cos(\omega_L t + \omega_{IF}t + \phi_i(t)) + \cos(\omega_L t - \omega_{IF}t - \phi_i(t)) \}$$

【0269】一方、GSM900を使用する場合、すなわち局発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部C10は、切換スイッチ2041に対して、第2の入力端子に入力される、位相が90°進んだトーン信号を出力するように指示を与え、切換スイッチ2032に対しては、

※は、移相器2812にて90°位相が進められたトーン信号が入力され、切換スイッチ2041は、後述の制御部C10からの制御信号に応じて、一方の入力信号をミキサ282に入力する。

【0264】また、切換スイッチ2042の第1の入力端子には、移相器2812にて90°位相が進められたトーン信号入力され、第2の入力端子には、発振器2811で生成されたトーン信号が直接入力され、切換スイッチ2042は後述の制御部C10からの制御信号に応じて、一方の入力信号をミキサ284に入力する。

【0265】制御部C10は、制御部C7と同様に、通常の通信に係わる制御機能を備える他に、新たな制御機能として、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ2041、2042を切換制御する機能を備えている。

【0266】次に、上記構成のマルチバンド無線機の送信動作について説明する。制御部C10は、DCS1800を使用する場合、すなわち局発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ2041に対して第1の入力端子に入力されるトーン信号を出力するように指示を与え、切換スイッチ2042に対しては第1の入力端子に入力される、位相が90°進んだトーン信号を出力するように指示を与える。

【0267】これによれば、従来技術の項でも説明したように、ミキサ25の出力は式(24)で示される。そして、フィルタ24により式(24)の第2項目が減衰して、下式で表される無線周波信号が得られる。このとき、角周波数 $\omega_c = \omega_L + \omega_{IF}$ となり、位相データの符号は正となる。

【0268】

【数41】

第2の入力端子に入力されるトーン信号を出力するように指示を与える。

【0270】これによれば、ミキサ282およびミキサ283の出力は、下式で示される中間周波信号となる。

【0271】

【数42】

$$\begin{aligned}
 \left\{ \begin{aligned}
 (\text{ミキサ282出力}) &= A \cos(\phi_i(t)) \cdot \sin(-\omega_{IF}t) \\
 &= \frac{A}{2} \{ \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) - \sin(\phi_i(t) + \omega_{IF}t) \} \\
 (\text{ミキサ283出力}) &= A \sin(\phi_i(t)) \cdot \cos(\omega_{IF}t) \\
 &= \frac{A}{2} \{ \sin(\phi_i(t) + \omega_{IF}t) + \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) \}
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

【0272】そして、これらを加算した加算器284の出力は、下式で示される。

$$\begin{aligned}
 & \frac{A}{2} \{ \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) - \sin(\phi_i(t) + \omega_{IF}t) \} \\
 & + \frac{A}{2} \{ \sin(\phi_i(t) + \omega_{IF}t) + \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) \} \\
 & = A \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t)
 \end{aligned}$$

【0274】よって、ミキサ25の出力は、下式のようになる。

$$\begin{aligned}
 & A \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t) \cdot B \cos(\omega_L t) \\
 & = \frac{A \cdot B}{2} \{ \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t + \omega_L t) + \sin(\phi_i(t) - \omega_{IF}t - \omega_L t) \} \\
 & = \frac{A \cdot B}{2} \{ \sin(\omega_L t - \omega_{IF}t + \phi_i(t)) - \sin(\omega_L t + \omega_{IF}t - \phi_i(t)) \}
 \end{aligned}$$

【0276】そして、フィルタ24により上式の第2項目が減衰し、第1項目が無線周波信号として得られる。このとき、角周波数は、 $\omega_c = \omega_L - \omega_{IF}$ となり、位相データの符号は正となる。

【0277】以上のように、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機では、トーン位相切換回路204を新たに備えて、使用するシステム通信帯域に応じて、2つのミキサ282、283に入力されるトーン信号の位相関係を入れ替えることにより、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定にするようにしている。

【0278】したがって、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、極性が変化しない位相データを含んだ無線周波信号を送信することができる。

【0279】図11は、この発明の第1の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の送信系の構成を示すものである。この図に示すマルチバンド移動無線機の送信系は、図23に示した従来の送信系の構成に加え、新たに切換回路205を備えたもので、以下の説明では、異なる部分を中心に説明する。図示しないデータ生成器から入力される直交データのうち、Q信号はミキサ282に入力され、一方、I信号はミキサ283に入力される。

【0280】発振回路281の発振器2811で生成されたトーン信号は、2分配され、このうち一方はそのままミキサ282に入力され、他方は移相器2812にて90°位相が進められたのちトーン位相切換回路205に入力される。

【0281】トーン位相切換回路205は、反転アンプ★

$$G_t \{ \cos(\omega_L t + \omega_{IF}t + \phi_i(t)) + \cos(\omega_L t - \omega_{IF}t - \phi_i(t)) \}$$

【0287】一方、GSM900を使用する場合、すな

20★2051と、切換スイッチ2052とからなる。移相器2812にて90°位相が進められたトーン信号は、反転アンプ2051と切換スイッチ2052の第1の入力端子に入力される。反転アンプ2051は、移相器2812より入力されたトーン信号の位相を反転して、切換スイッチ2052の第2の入力端子に入力する。

【0282】切換スイッチ2052は、後述の制御部C11からの制御信号によって切換制御され、第1の入力端子および第2の入力端子に入力される信号のうち一方を、選択的にミキサ283に入力する。

30【0283】制御部C11は、制御部C7と同様に、通常の通信に係わる制御機能を備える他に、新たな制御機能として、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ2052を切換制御する機能を備えている。

【0284】次に、上記構成のマルチバンド無線機の送信動作について説明する。制御部C11は、DCS1800を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ2052に対して第1の入力端子に入力されるトーン信号を出力するように指示を与える。

40【0285】これによれば、従来技術の項でも説明したように、ミキサ25の出力は式(24)で示される。そして、フィルタ24により式(24)の第2項目が減衰して、下式で表される無線周波信号が得られる。このとき、角周波数 $\omega_c = \omega_L + \omega_{IF}$ となり、位相データの符号は正となる。

【0286】

【数45】

50 わち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の

方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部 C 1 1 は、切換スイッチ 2 0 5 2 に対して、第 2 の入力端子に入力される、位相が反転したトーン信号を出力するように指示を与える。

【0 2 8 8】これによれば、ミキサ 2 8 3 の出力は、下式で示される中間周波信号となる。

【数 4 6】

$$A \sin(\phi_1(t)) \cdot \sin(\omega_{IF}t)$$

$$= \frac{A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) - \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) \}$$

$$\frac{A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) - \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) \}$$

$$+ \frac{A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) + \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) \}$$

$$= A \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t)$$

【0 2 9 3】よって、ミキサ 2 5 の出力は、下式のようにになる。

$$A \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) \cdot B \cos(\omega_L t)$$

$$= \frac{A \cdot B}{2} \{ \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t + \omega_L t) + \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t - \omega_L t) \}$$

$$= \frac{A \cdot B}{2} \{ \cos(\omega_L t - \omega_{IF}t + \phi_1(t)) + \cos(-\omega_L t - \omega_{IF}t + \phi_1(t)) \}$$

【0 2 9 5】そして、フィルタ 2 4 により上式の第 1 項目が減衰し、第 2 項目が無線周波信号として得られる。このとき、角周波数は、 $\omega_c = \omega_L - \omega_{IF}$ となり、位相データの符号は正となる。

【0 2 9 6】以上のように、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機では、トーン位相切換回路 2 0 5 を新たに備えて、使用するシステム通信帯域に応じて、ミキサ 2 8 3 に入力されるトーン信号の位相を反転させて、2 つのミキサ 2 8 2, 2 8 3 に入力されるトーン信号の位相関係を切換えることにより、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定にしている。

【0 2 9 7】したがって、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、極性が変化しない位相データを含んだ無線周波信号を送信することができる。

【0 2 9 8】図 1 2 は、この発明の第 1 2 の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の送信系の構成を示すものである。この図に示すマルチバンド移動無線機の送信系は、図 2 3 に示した従来の送信系の構成に加え、新たに切換回路 2 0 6 を備えたもので、以下の説明では、異なる部分を中心に説明する。図示しないデータ生成器から入力される直交データのうち、Q 信号はミキサ 2 8 2 に入力され、一方、I 信号はミキサ 2 8 3 に入力される。

【0 2 9 9】発振回路 2 8 1 の発振器 2 8 1 1 で生成されたトーン信号は、2 分配され、このうち一方は移相器 2 8 1 2 にて 90° 位相が進められたのちミキサ 2 8 3 に入力され、他方はトーン位相切換回路 2 0 6 に入力される。

【0 2 8 9】また、ミキサ 2 8 2 の出力は、下式で示される中間周波信号となる。

【0 2 9 0】

【数 4 7】

$$\frac{A}{2} \{ \cos(\phi_1(t) + \omega_{IF}t) + \cos(\phi_1(t) - \omega_{IF}t) \}$$

【0 2 9 1】そして、これらを加算した加算器 2 8 4 の出力は、下式で示される。

【0 2 9 2】

10 【数 4 8】

* 【0 2 9 4】

* 【数 4 9】

【0 3 0 0】トーン位相切換回路 2 0 6 は、反転アンプ 2 0 6 1 と、切換スイッチ 2 0 6 2 とからなる。発振器 2 8 1 1 で生成されたトーン信号は、反転アンプ 2 0 6 1 と切換スイッチ 2 0 6 2 の第 1 の入力端子に入力される。反転アンプ 2 0 6 1 は、発振器 2 8 1 1 より入力されたトーン信号の位相を反転して、切換スイッチ 2 0 6 2 の第 2 の入力端子に入力する。

【0 3 0 1】切換スイッチ 2 0 6 2 は、後述の制御部 C 1 2 からの制御信号によって切換制御され、第 1 の入力端子および第 2 の入力端子に入力される信号のうち一方を、選択的にミキサ 2 8 2 に入力する。

【0 3 0 2】制御部 C 1 2 は、制御部 C 7 と同様に、通常の通信に係わる制御機能を備える他に、新たな制御機能として、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ 2 0 6 2 を切換制御する機能を備えている。

【0 3 0 3】次に、上記構成のマルチバンド無線機の送信動作について説明する。制御部 C 1 2 は、DCS 1 8 0 0 を使用する場合、すなわち局部発振器 3 1 の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ 2 0 6 2 に対して第 1 の入力端子に入力されるトーン信号を出力するように指示を与える。

【0 3 0 4】これによれば、従来技術の項でも説明したように、ミキサ 2 5 の出力は式 (2 4) で示される。そして、フィルタ 2 4 により式 (2 4) の第 2 項目が減衰して、下式で表される無線周波信号が得られる。このとき、角周波数 $\omega_c = \omega_L + \omega_{IF}$ となり、位相データの符号は正となる。

50 【0 3 0 5】

【数 5 0】

$$G_t \{ \cos(\omega_L t + \omega_{IF} t + \phi_i(t)) + \cos(\omega_L t - \omega_{IF} t - \phi_i(t)) \}$$

【0306】一方、GSM900を使用する場合、すなわち局部発振器31の生成するローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、制御部C12は、切換スイッチ2062に対して、第2の入力端子に入力される、位相が反転したトーン信号を出力するよう*

*に指示を与える。

【0307】これによれば、ミキサ282の出力は、下式で示される中間周波信号となる。

【0308】

【数 5 1】

$$\begin{aligned} & A \cos(\phi_i(t)) \cdot (-\cos(\omega_{IF} t)) \\ &= \frac{-A}{2} \{ \cos(\phi_i(t) + \omega_{IF} t) + \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF} t) \} \end{aligned}$$

【0309】また、ミキサ283の出力は、下式で示される中間周波信号となる。

【0310】

【数 5 2】

$$\frac{A}{2} \{ \cos(\phi_i(t) + \omega_{IF} t) - \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF} t) \}$$

※

$$\begin{aligned} & \frac{-A}{2} \{ \cos(\phi_i(t) + \omega_{IF} t) + \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF} t) \} \\ &+ \frac{A}{2} \{ \cos(\phi_i(t) + \omega_{IF} t) - \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF} t) \} \\ &= -A \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF} t) \end{aligned}$$

【0313】よって、ミキサ25の出力は、下式のようにになる。

★【0314】

★

【数 5 4】

$$\begin{aligned} & -A \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF} t) \cdot B \cos(\omega_L t) \\ &= \frac{-A \cdot B}{2} \{ \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF} t + \omega_L t) + \cos(\phi_i(t) - \omega_{IF} t - \omega_L t) \} \\ &= \frac{-A \cdot B}{2} \{ \cos(\omega_L t - \omega_{IF} t + \phi_i(t)) + \cos(\omega_L t + \omega_{IF} t - \phi_i(t)) \} \end{aligned}$$

【0315】そして、フィルタ24により上式の第2項目が減衰し、第1項目が無線周波信号として得られる。このとき、角周波数は、 $\omega_c = \omega_L - \omega_{IF}$ となり、位相データの符号は正となる。

【0316】以上のように、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機では、トーン位相切換回路206を新たに備えて、使用するシステム通信帯域に応じて、ミキサ282に入力されるトーン信号の位相を反転させて、2つのミキサ282、283に入力されるトーン信号の位相関係を切換えることにより、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定にしている。

【0317】したがって、上記構成の送信系を備えたマルチバンド無線機によれば、いずれのシステム通信帯域を使用しても、極性が変化しない位相データを含んだ無線周波信号を送信することができる。

【0318】次に、この発明の第13の実施形態に係わるマルチバンド移動無線機の送信系の変調部について説明する。その構成を図13に示す。図13に示す変調部は、図23に示した従来の送信系の前段に設けられ、GMSK変調を行なって直交データを生成するものである。

【0319】‘1’、‘0’で示されるデジタルデータDは、2分配され、このうち一方は、そのまま切換ス

イッチ3052の第1の入力端子に入力され、他方はインバータ3051に入力されてそのデータが反転され、切換スイッチ3052の第2の入力端子に入力される。

【0320】切換スイッチ3052は、制御部C13からの制御信号により、上記第1の入力端子あるいは第2の入力端子に入力されるデジタルデータDを、データ変換器301に入力する。

【0321】データ変換器301は、‘1’、‘0’で示されるデジタルデータDを、それぞれ‘ π ’、‘ $-\pi$ ’の数値データ α に変換する。この変換結果は、パルス発生器302に入力される。

【0322】パルス発生器302は、上記数値データ α を所定のタイミングでサンプリングし、所定期期のパルス信号Pを発生する。このパルス信号Pは、ガウスフィルタ303に入力される。

【0323】ガウスフィルタ303は、上記パルス信号にガウスフィルタによる重み付け処理を行なう。この処理結果は、位相データ $\phi_i(t)$ として直交データ変換器304に入力される。直交データ変換器304は、ガウスフィルタ302の位相データ $\phi_i(t)$ から、互いに直交する位相データ(I信号、Q信号)を生成する。

【0324】制御部C13は、制御部C7と同様に、通常の通信に係わる制御機能を備える他に、新たな制御機

30

40

50

能として、使用するシステム通信帯域に応じて、切換スイッチ 3052 を切換制御する機能を備えている。

【0325】次に、上記構成のマルチバンド無線機の送信動作について説明する。制御部 C13 が、ローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも低い場合には、切換スイッチ 3052 を切換制御して、第 1 の入力端子に入力されるデジタルデータ D を出力させる場合、各回路の出力は図 14 (a) に示すようになる。

【0326】これに対して、制御部 C13 が、ローカル信号の周波数の方がキャリア周波数よりも高い場合には、切換スイッチ 3052 を切換制御して、第 2 の入力端子に入力されるデジタルデータ D を出力させる場合、各回路の出力は図 14 (b) に示すようになる。

【0327】すなわち、切換スイッチ 3052 を切換えることにより、位相データ $\phi_i(t)$ の極性が反転することになる。ここで、下式の関係に着目する。

【0328】

【数 55】

$$\begin{cases} \sin(-\phi_i(t)) = -\sin(\phi_i(t)) \\ \cos(-\phi_i(t)) = \cos(\phi_i(t)) \end{cases}$$

【0329】このように、位相データ $\phi_i(t)$ の極性が反転しても、 \sin の極性のみが変わるだけ、すなわち I 信号の極性だけが変わることになるため、前述の第 8 の実施形態における反転アンプ 202 を用いた場合と同様の効果が得られる。

【0330】その他、この発明の要旨を逸脱しない範囲で種々の変形を施しても同様に実施可能であることはいうまでもない。

【0331】

【発明の効果】以上述べたように、この発明では、受信するシステム通信帯域に応じて、復調された直交データを入れ替えるなどして、常に 2 つの直交データの位相関係を所定の状態に保つようにしたり、あるいは、送信するシステム通信帯域に応じて、変調に用いる 2 つの直交データを入れ替えるなどして、無線周波信号に含まれる位相データの極性を一定に保つようにしている。

【0332】したがって、この発明によれば、使用するシステム通信帯域を切換えた際に、キャリア周波数とローカル周波数の大小関係が入れ替わるような設定がなされている場合であっても、選択可能なシステム通信帯域すべてにおいて正常な通信を行なうことが可能なマルチバンド移動無線機を提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 1 の実施の形態の受信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 2】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 2 の実施の形態の受信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 3】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 3 の実施の形態の受信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 4】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第

4 の実施の形態の受信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 5】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 5 の実施の形態の受信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 6】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 6 の実施の形態の受信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 7】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 7 の実施の形態の送信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 8】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 8 の実施の形態の送信系の構成を示す回路ブロック図。

10 【図 9】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 9 の実施の形態の送信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 10】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 10 の実施の形態の送信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 11】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 11 の実施の形態の送信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 12】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 12 の実施の形態の送信系の構成を示す回路ブロック図。

20

【図 13】この発明に係わるマルチバンド移動無線機の第 13 の実施の形態の送信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 14】図 13 に示したマルチバンド移動無線機の動作を説明するための信号波形図。

【図 15】従来のマルチバンド移動無線機の高周波信号処理部の代表的な回路ブロック構成を示す図。

【図 16】2 つのシステム通信帯域の周波数と、ローカル信号の周波数の関係を示すスペクトル図。

30 【図 17】2 つのシステム通信帯域の周波数と、ローカル信号の周波数の関係を示すスペクトル図。

【図 18】2 つのシステム通信帯域の周波数と、ローカル信号の周波数の関係を示すスペクトル図。

【図 19】2 つのシステム通信帯域の周波数と、ローカル信号の周波数の関係を示すスペクトル図。

【図 20】2 つのシステム通信帯域の周波数と、ローカル信号の周波数の関係を示すスペクトル図。

【図 21】従来のマルチバンド移動無線機の受信系の構成を示す回路ブロック図。

40 【図 22】従来のマルチバンド移動無線機の受信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 23】従来のマルチバンド移動無線機の送信系の構成を示す回路ブロック図。

【図 24】図 21 に示した従来のマルチバンド移動無線機の受信系によって得られる I 信号と Q 信号の位相関係を示す図。

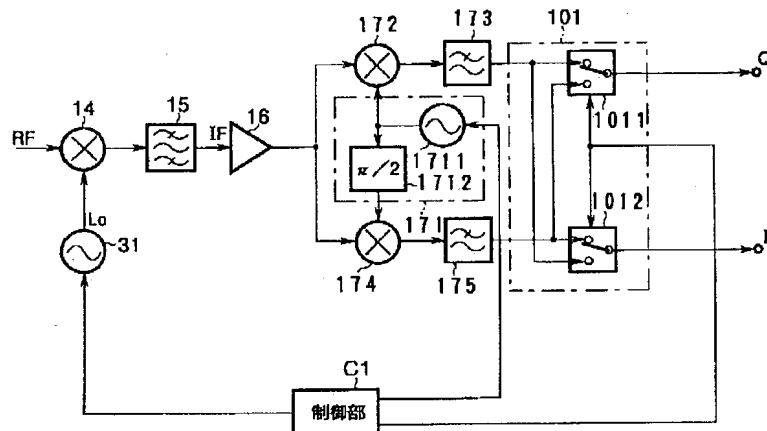
【図 25】図 21 に示した従来のマルチバンド移動無線機の受信系によって得られる I 信号と Q 信号の位相関係を示す図。

50 【符号の説明】

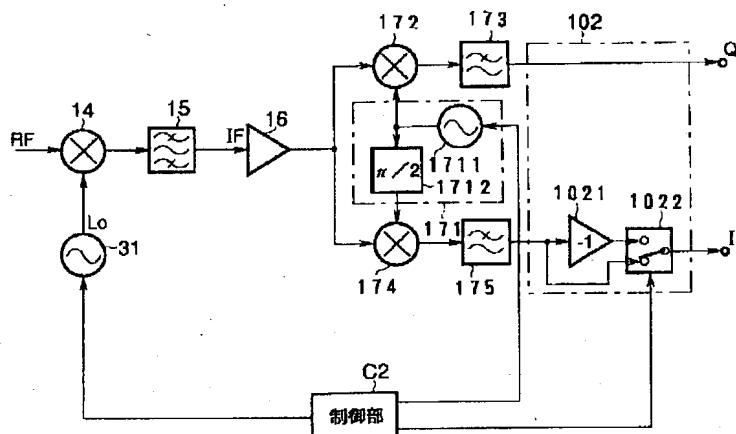
14…ミキサ
 15…フィルタ
 16…IFアンプ
 171…発振回路
 1711…発振器
 1712…移相器
 172, 174…ミキサ
 173, 175…フィルタ
 101, 102, 103…切換回路
 104, 105…トーン位相切換回路
 1011, 1012, 1022, 1032…切換スイッチ
 1021, 1031, 1051, 1061…反転アンプ
 1041, 1042, 1052, 1062…切換スイッチ
 24…フィルタ
 25…ミキサ

26…フィルタ
 27…IFアンプ
 28…直交変調器
 281…発振回路
 282, 283…ミキサ
 2811…発振器
 2812…移相器
 284…加算器
 201, 202, 203, 204, 205, 206…切
 換回路
 2011, 2012, 2022, 2032…切換スイッ
 チ
 2021, 2031, 2051, 2061, 3051…
 反転アンプ
 2041, 2042, 2052, 2062, 3052…
 切換スイッチ
 31…局部発振器

【図1】

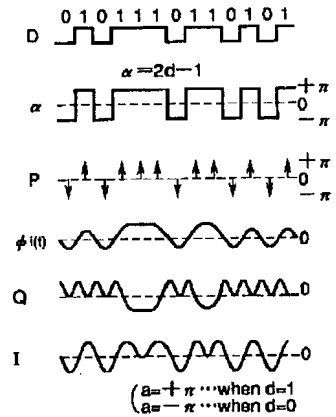


【図2】

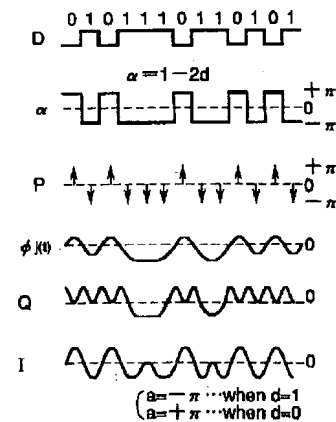


【図14】

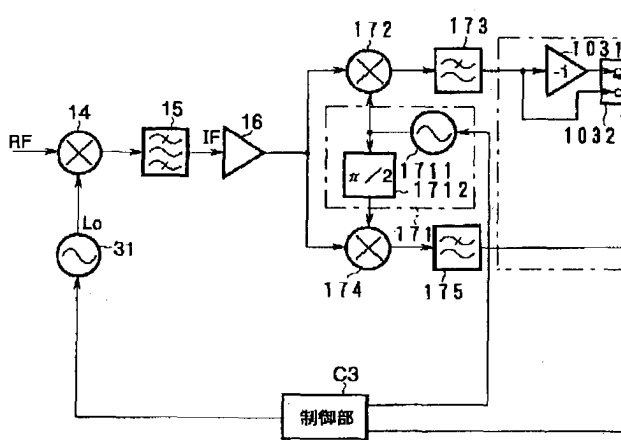
(a)



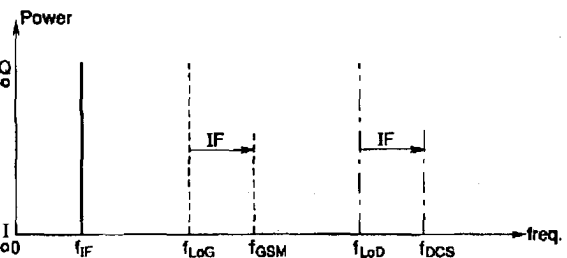
(b)



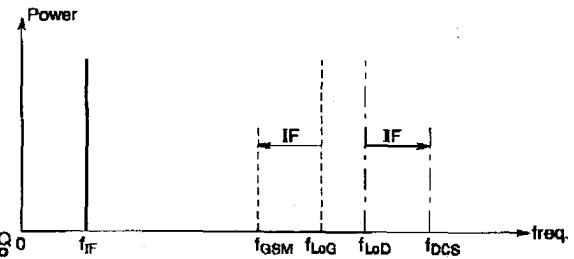
【図 3】



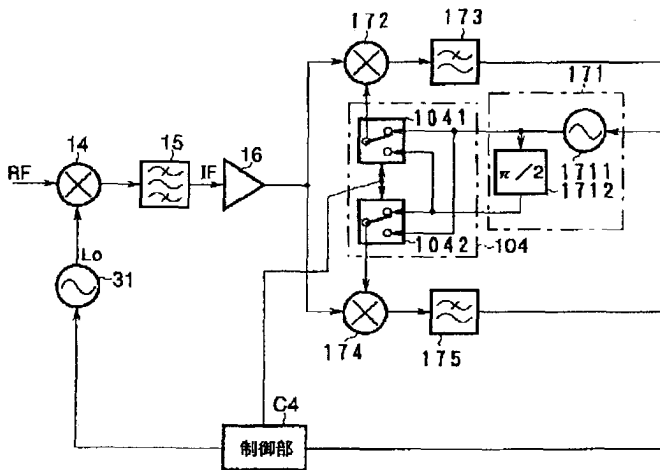
【図 16】



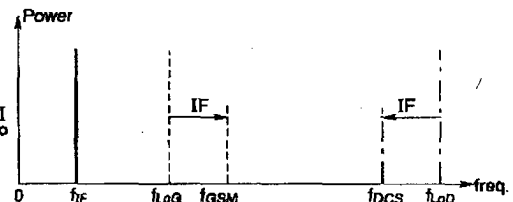
【図 17】



【図 4】

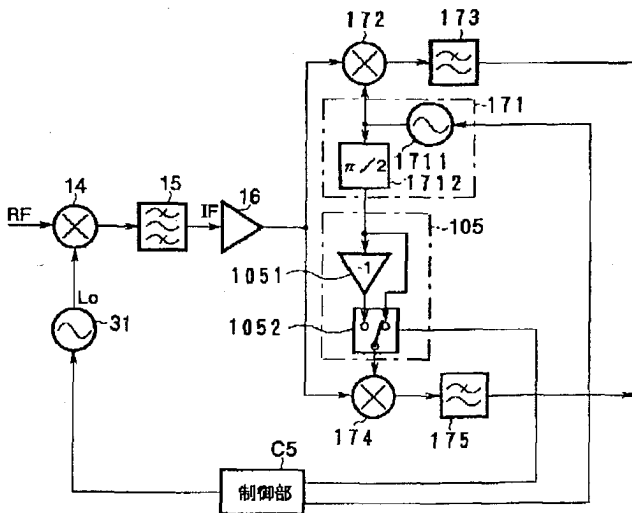


【図 19】

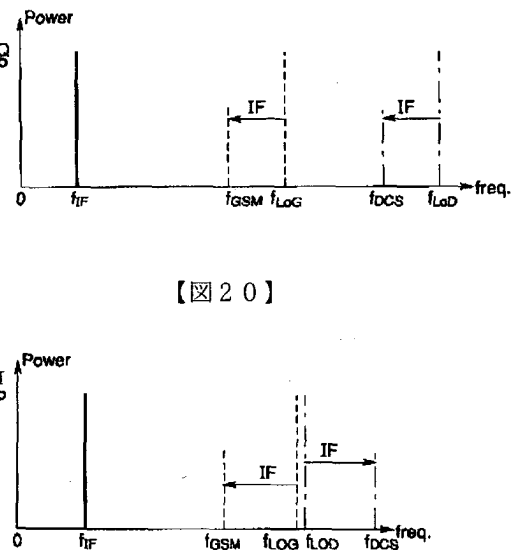


【図 5】

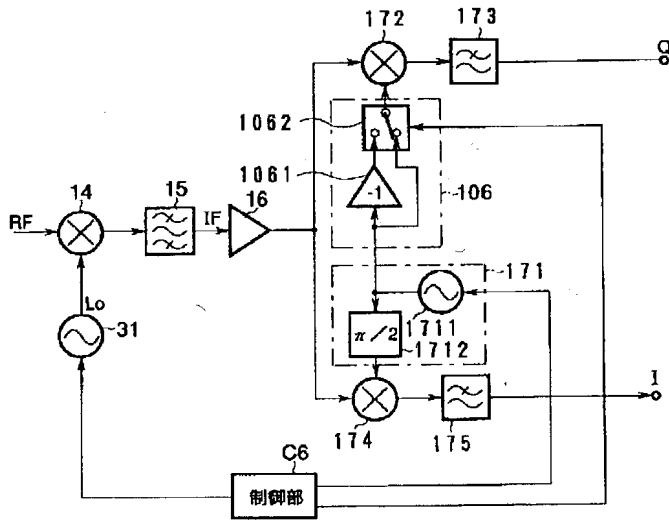
【図 18】



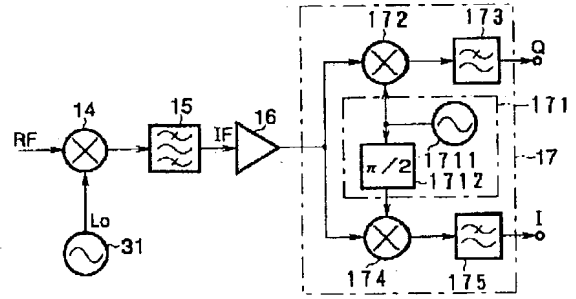
【図 20】



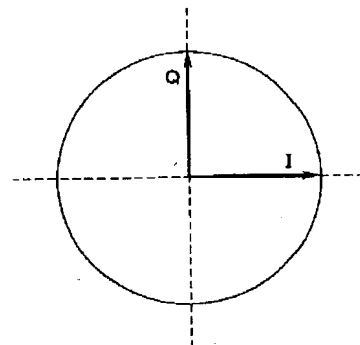
【図 6】



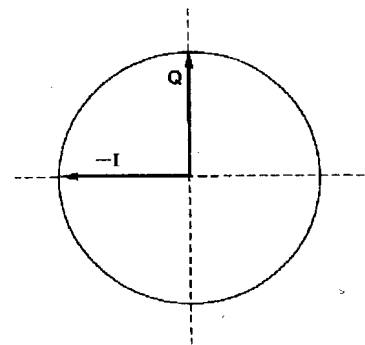
【図 2 1】



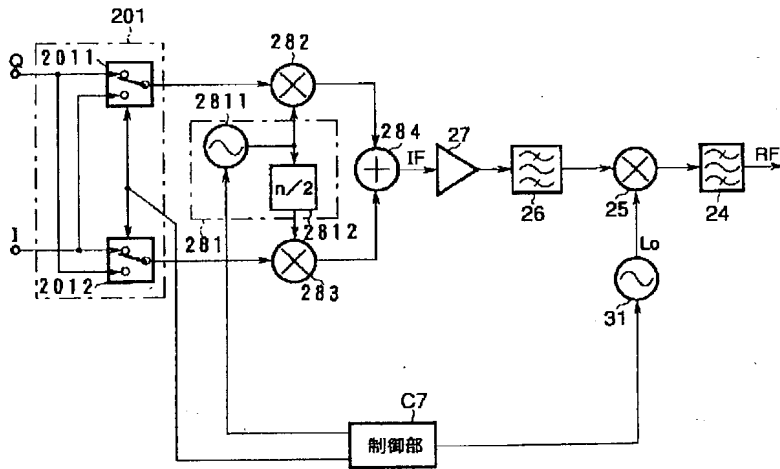
【図 2 4】



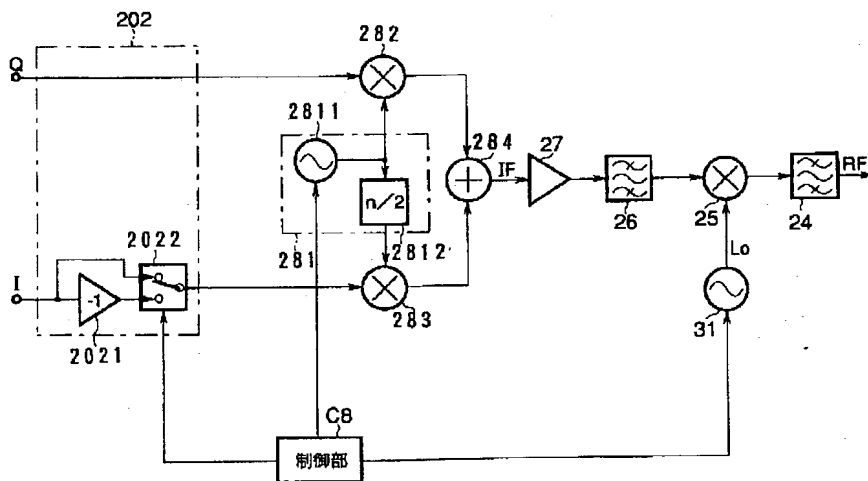
【図 2 5】



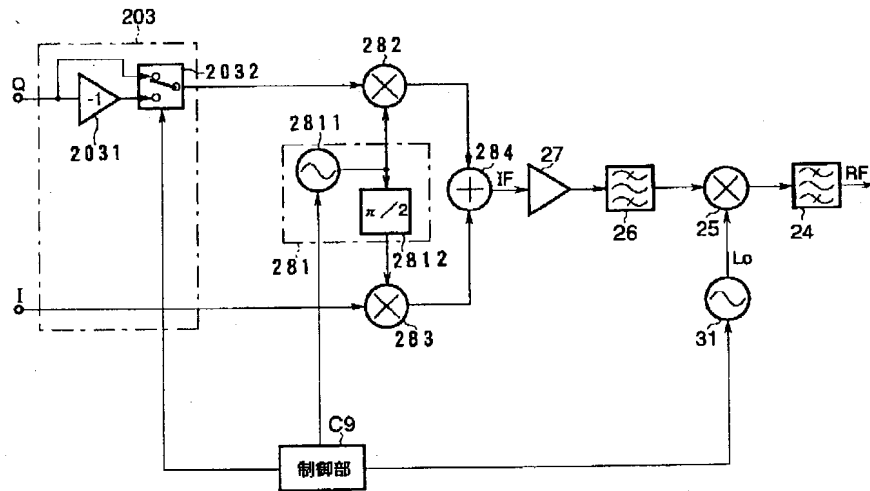
【図 7】



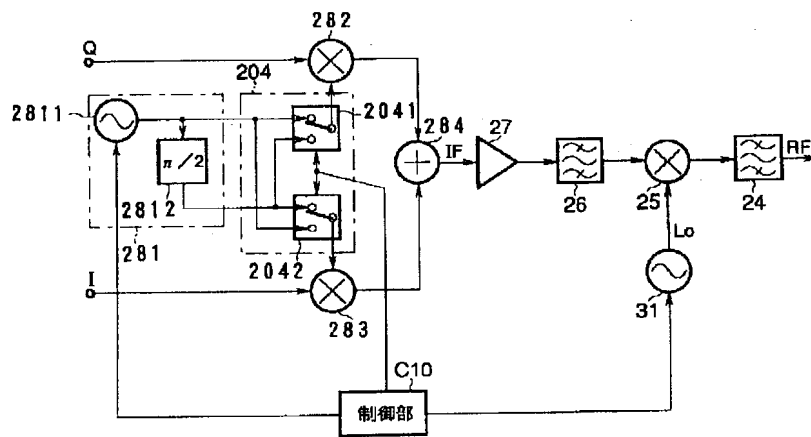
【図 8】



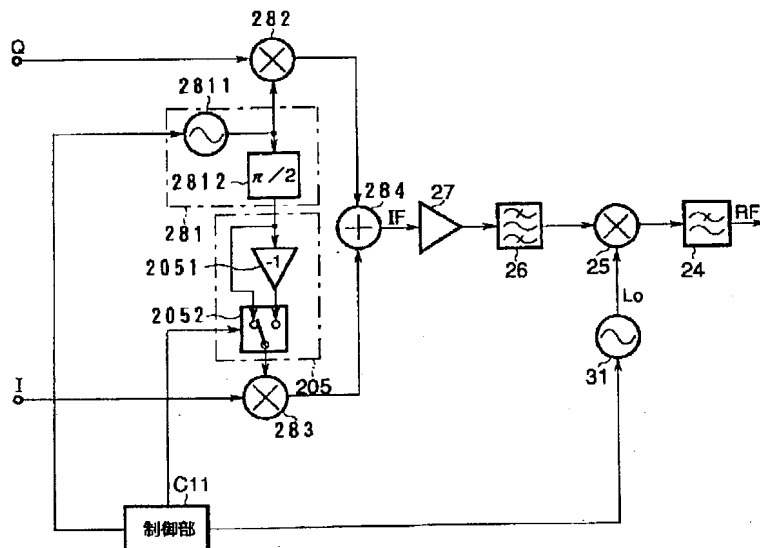
【図 9】



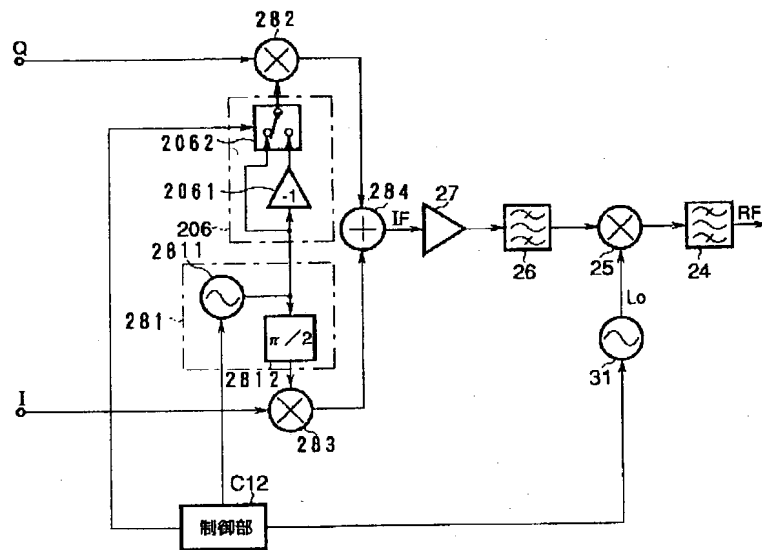
【図 10】



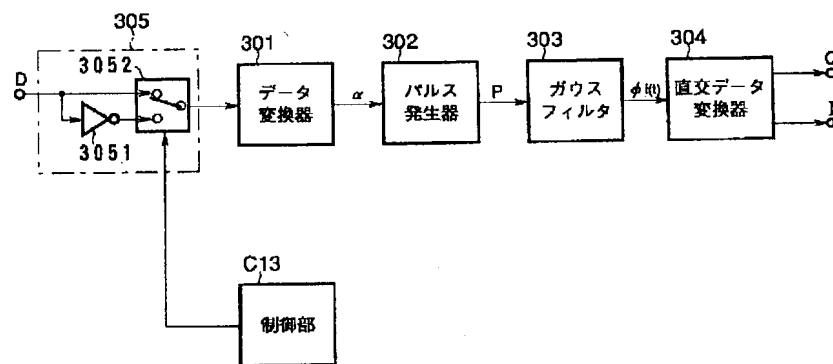
【図 11】



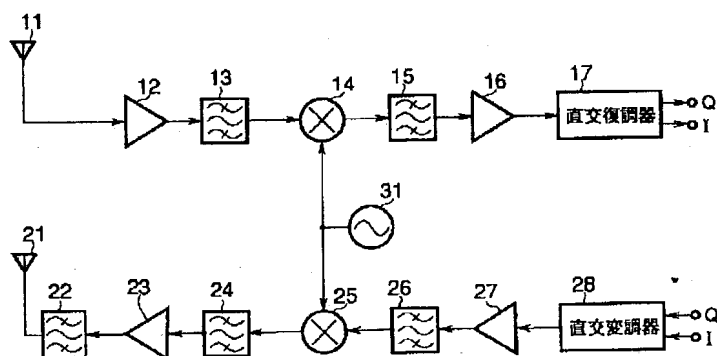
【図 1 2】



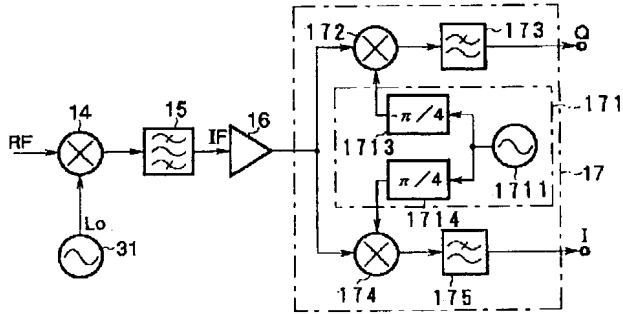
【図 1 3】



【図 1 5】



【図 2 2】



【図 2 3】

